ELEKTRIE 3|90

VEB VERLAG TECHNIK BERLIN · Postverlagsort für DDR Leipzig · EVP 2,50 Mark · ISSN 0013—5399

messen melden schützen

im Umfeld
theoretischer und praktischer Verbindungen

0120233

NEUERSCHEINUNGEN

Optimierung von Erzeugnissen und Prozessen

Ein- und mehrkriterielle Methoden

Herausgegeben von Prof. Dr. A. I. Churgin und Prof. Dr. rer. nat. habil. Manfred Peschel
192 Seiten, 61 Bilder, 38 Tafeln, Leinen, 26,— M; 46,— DM.
Bestellangaben: 5540764/Churgin, Optimierung

Die Erkenntnisse der Polyoptimierung, der unscharfen Modellbildung und der statistischen Verfahren werden zur Qualitätsoptimierung einzelner Produktkomponenten sowie auf den optimalen Verbund dieser Komponenten angewandt. Dabei werden nur solche Methoden vorgestellt, die sich bereits bei Anwendungen bewährt haben. Das Buch zeichnet sich vor allem dadurch aus, daß es zahlreiche für die Praxis besonders wichtige Anwendungsbeispiele bringt.

Elektromagnetische Felder

Von Prof. Dr.-Ing. habil. Gerhard Wunsch und Dr. sc. techn. Hans-Georg Schulz
336 Seiten, 215 Bilder, 14 Tafeln, Leinen, 25,— M; 37,— DM:
Bestellangaben: 5540713/Wunsch, Felder

Das Buch ist aus Vorlesungen über die Maxwellsche Theorie des elektromagnetischen Feldes, die für Studenten elektrotechnischer Studienrichtungen gehalten wurden, hervorgegangen. Nach einer Einführung der mathematischen Hilfsmittel werden die einzelnen Spezialfelder nach steigendem Schwierigkeitsgrad behandelt. Zahlreiche Übungsaufgaben dienen der Festigung des Lehrstoffs.

Auslieferung in diesen Tagen durch den Fachbuchhandel

VEB VERLAG TECHNIK BERLIN

Angewandte Systemtheorie

Kontinuierliche und zeitdiskrete Signalverarbeitung

Von Prof. Dr. sc. techn. Dieter Kreß und Dr. sc. techn. Ralf Irmer
336 Seiten, 207 Bilder, 16 Tafeln, Leinen, 35,— M; 59,— DM.
Bestellangaben: 5540860/Kreß, Systemtheorie

Die Grundidee für die Schaffung dieses Buches bestand darin, neben einem Repetitorium der Theorie vor allem Anwendungen zu vermitteln und damit zu verdeutlichen, daß die Vielzahl von Einzelerscheinungen in elektronischen Geräten auf eine relativ geringe Anzahl systemtheoretischer Grundkonzepte zurückzuführen ist.

Mikroelektronische Sensoren

Von Doz. Dr. sc. techn. Horst Ahlers und Prof. Dr. sc. Dr. sc. techn. Jürgen Waldmann
236 Seiten, 137 Tafeln, Leinen, 24,— M; 34,— DM.
Bestellangaben: 5539157/Ahlers, Sensoren

Mit diesem Werk wurde eine moderne und vor allem praxisorientierte Abhandlung über Konstruktion, technologische Herstellung, Funktionsweise, Eigenschaften und Anwendung mikroelektronisch realisierbarer Sensoren geschaffen.

Aufzuganlagen

Herausgegeben von Dr.-Ing. Dietmar Küntscher
336 Seiten, 246 Bilder, 35 Tafeln, Pappband, 27,— M; 32,— DM.
Bestellangaben: 5538605/Küntscher, Aufzuganlagen

Schwerpunkte sind das Betreiben und das Instandhalten von Aufzuganlagen. Mit umfangreichem Abschnitt über die elektrotechnischen Anlagen.

Industrieroboterperipherie

Herausgegeben von Dr. sc. techn. Stefan Hesse
320 Seiten, 232 Bilder, 64 Tafeln, Leinen, 33,— M; 65,— DM.
Bestellangaben: 5540254/Hesse, Roboterperipherie

Das Fachbuch bringt erstmalig die Roboterperipherie in geschlossener Darstellung. Es gibt die erforderlichen Informationen für Vorbereitung und Realisierung von Arbeitsmittelstrukturen mit Industrierobotern.

3|90 ELEKTRIE

44. Jahrgang

Wissenschaftlich-technische Zeitschrift der Elektrotechnik

ISSN 0013-5399

Organ des Fachverbands Elektrotechnik der Kammer der Technik

Die Zeitschrift erhielt die Goldene Ehrenplakette der KDT

Redaktionsbeirat

Vorsitzender:

Prof. Dr. sc. techn. J. Vogel

Mitglieder:

Prof. Dr. sc. techn. S. Altmann · Prof. Dr. sc. techn. H. Böhme · Prof. Dr. sc. techn. Dr. h. c. P.-K. Budig · Dr. sc. techn. G. Burkhard · Dr.-Ing. D. Flügge · Obering. K. Friedel · Prof. Dr. sc. techn. J. Hoffmann · Dipl.-Ing. H. Kabisch · Prof. Dr.-Ing. habil. Dr.-Ing. e. h. R. Lappe · Dr. rer. nat. K. Möbius · Prof. Dr. sc. techn. E. Muschick · Prof. Dr. sc. techn. V. Pfeiler · Prof. Dr.-Ing. e. h. K. Pommer · Prof. Dr.-Ing. habil. R. Schönfeld · Obering. Dipl.-Ing. N. Wass · Prof. Dr.-Ing. habil. G. Wunsch

Korrespondenten:

Dr.-Ing. K. Hannella, Ilmenau · Dr.-Ing. W. Jordan, Dresden

Inhalt

Seite

Aktuelle Information 82

Muschick, E.

Messen, melden, schützen im Umfeld theoretischer und praktischer Verbindungen 83

Fachaufsätze

Muschick, E.

Eignen sich elektronische Energiezähler für Haushalte? 84

Schulz, V.; Muschick, E.

Entwicklung und Tendenzen im Zählerwesen 85

Bittner, H.

Moderne elektronische Energiemeßverfahren 87

Schulz, V.; Pilz, E.

Modulares Konzept eines elektronischen Energiezählers (EEZ) 91

Pilz, E.

Stromwandlerkonzepte für elektronische Energiezähler 95

Windisch, M.

Einsatz von Piezokopplern in Kleinleistungsnetzteilen 98

Haim, K.-D.; Scheibler, J.

Automatische Fehlerortung und Schaltanlagenvereinfachung in Mittelspannungs-Kabelnetzen 101

Pusch, W.

Fehlerortungstechnik für Kabel und Leitungen — Entwicklung und gegenwärtiger Stand in der DDR 103

Herrmann, H.-J.

Digitale Schutztechnik in Elektroenergiesystemen — Algorithmen für den Staffelschutz 106

Herrmann, H.-J.; Rönnecke, R.

Digitaler Überstromzeit- und Distanzschutz 110

Schiel, L.

Digitaler Vergleichsschutz für Transformatoren 115

Titelbild

Das Titelbild zeigt den Einsatz des Fehlerortungsfahrzeuges M 4607 des VEB Robotron-Meßelektronik „Otto Schön" Dresden bei der Fehlerortung an einem MS-Kabel.

VEB VERLAG TECHNIK BERLIN

Träger des Ordens Banner der Arbeit

AKTUELLE INFORMATION

Blitzschutz und Erdung

Informationstagung

Zeit: 17. April 1990
Ort: Halle
Veranstalter: Kammer der Technik, Bezirksverband Halle

Inhaltliche Schwerpunkte

— Interpretation der neuen Erdungsvorschrift TGL 200-0603 in Bezug auf Blitzschutzmaßnahmen

— Schlußfolgerungen für die Anpassung von TGL 200-0616 an die IEC-Publikation zum „Gebäudeblitzschutz"

— Auffangeinrichtungen im explosionsgefährdeten Bereich

— Erläuterungen zur Neufassung der TGL 200-0512 „Blitzschutzarmaturen" mit Hinweis auf DIN VDE 185 „Blitzschutzanlagen"

— Kommentar zur Neufassung des Standards TGL 33373 über bautechnische Maßnahmen für Erdung, Blitzschutz, Potentialausgleich und Schirmung

— Ausbildung des Blitzschutzfachmannes nach dem Programm der Weiterbildung

— Überspannungsschutz in Modultechnik

Anfragen

Kammer der Technik
Bezirksverband Halle
Geschwister-Scholl-Straße 39
Postschließfach 119
Halle
4060

Die Redaktion EK 4127

Rechnergestützter Entwurf binärer Steuerungen

Fachtagung

Zeit: 15. Mai 1990
Ort: Dresden, Haus der Kultur und Bildung, Maternistr. 17

Inhaltliche Schwerpunkte

Mit der Fachtagung soll vordringlich das Gebiet der Programmiertechnologie für SPS erfaßt werden, um das Fachgebiet in seiner Gesamtheit zu behandeln.
Schwerpunkt dieser Fachtagung ist die erforderliche Softwareoberfläche zur Realisierung einer binärer Steuerungsaufgabe mit allen Komponenten der Modellierung, Programmierung, Testung, Inbetriebsetzung, Dokumentation und der dazu gehörigen ingenieurtechnischen Hochsprachen und Werkzeugen.

Anfragen

Kammer der Technik
Bezirksvorstand Dresden
Basteistr. 5
Dresden
8020
Tel.: 2326210, App. 32

Die Redaktion EK 4150

CAD-Lösungen und RGA in Projektierung und Konstruktion elektrotechnischer Anlagen

Fachtagung

Zeit: 23. Mai 1990
Ort: Halle
Veranstalter: Kammer der Technik, Bezirksverband Halle

Inhaltliche Schwerpunkte

— CAD-Einsatz und Ergebnisse bei der Projektantentätigkeit

— CAD in der stationären Fertigung

— CAD — bei der technologischen und organisatorischen Vorbereitung der Montagedurchführungen

Anfragen

Kammer der Technik
Bezirksverband Halle
Geschwister-Scholl-Straße 39
Postschließfach 119
Halle
4060

Die Redaktion EK 4128

Ratiomittelbau für den Elektroanlagenbau

Fachtagung

Zeit: 20. September 1990
Ort: Halle
Veranstalter: Kammer der Technik, Bezirksverband Halle

Inhaltliche Schwerpunkte

— Ratiomittel in der stationären Fertigung

— Ratiomittel in der Vormontage

— Ratiomittel in der Anlagenmontage/auf Baustellen

Anfragen

Kammer der Technik
Bezirksverband Halle
Geschwister-Scholl-Straße 39
Postschließfach 119
Halle
4060

Die Redaktion EK 4129

Fachtagung für das Elektrofachpersonal in Klein- und Mittelbetrieben

Zeit: 9. Oktober 1990
Ort: Halle
Veranstalter: Kammer der Technik, Bezirksverband Halle

Inhaltliche Schwerpunkte

— Fachliche Anleitung

— Diskussion zu aktuellen Problemen

— Erfahrungsaustausch für verantwortliche Fachleute der Klein- und Mittelbetriebe

— Revisionsrichtlinie für elektrotechnische Anlagen und Betriebsmittel mit Nennspannungen bis 1000 V Wechselspannung oder 1500 V Gleichspannung

Anfragen

Kammer der Technik
Bezirksverband Halle
Geschwister-Scholl-Straße 39
Postschließfach 119
Halle
4060

Die Redaktion EK 4130

UKW-Verkehrsfunkanlagen

Fachtagung

Zeit: 31. Oktober 1990
Ort: Halle
Veranstalter: Kammer der Technik, Bezirksverband Halle

Inhaltliche Schwerpunkte

— Betrieb und Ordnung der Verkehrsfunkanlagen

— Einhaltung der Funkordnung

— Sicherheit der Funkanlagen

Anfragen

Kammer der Technik
Bezirksverband Halle
Geschwister-Scholl-Straße 39
Postschließfach 119
Halle
4060

Die Redaktion EK 4131

Im Rahmen der Tage der Wissenschaft und Technik 1990 finden an der Technischen Hochschule Wismar folgende Veranstaltungen statt:

2. Kolloquium „Bemessung von Baukonstruktionen" und
Kolloquium „Interaktiver Bautechnologen-Arbeitsplatz"
der Sektion Technologie des Bauwesens

3. Tagung „Optoelektronische Sensorsysteme und digitale Signalverarbeitung"
der Sektion Technologie der Elektrotechnik/Elektronik

Fachtagung „Rechnergestützte Beanspruchungsanalyse als Grundlage von CAD-Systemen"
der Sektion Technologie des Maschinenbaus

Problemseminar „Softwareentwicklungstechnologie"
der Sektion Mathematik/Naturwissenschaften

Konferenzen „Die Rolle des subjektiven Faktors bei der Durchsetzung des wissenschaftlich-technischen Fortschritts"
der Sektion Sozialistische Betriebswirtschaft

2. Tagung „Wissenschaftlicher Gerätebau"

Anfragen

Technische Hochschule Wismar
Tagungsbüro
Philipp-Müller-Straße
Wismar
2400

Die Redaktion EK 4093

Messen, melden, schützen im Umfeld theoretischer und praktischer Verbindungen

Von

Prof. Dr. sc. techn. Edwin Muschick,

Technische Hochschule Zittau

In den Jahren um die Gründung der Zittauer Hochschule wäre es noch leicht gewesen, das Gebiet zu benennen, aus dem in diesem Heft Beiträge vorgestellt werden. Man sprach damals von der Sekundärtechnik und faßte darunter alle Bauelemente, Geräte und Einrichtungen zusammen, die nicht direkt vom Transport jener Energie berührt werden, die den Verbrauchern bereitzustellen ist. Als Ausnahme zählten zu diesem großen Gebiet wohl noch die alten Primärrelais, zumal der Name dieser Relais die andersartige Funktion bereits auswies. Heute hört man den Begriff der Sekundärtechnik selten, und es ist die große Zahl sich rasch entwickelnder Teilgebiete, die dies verursachte. Vielleicht hat auch dazu beigetragen, daß mittlerweile manches „sekundärtechnische" Problem durchaus primäre Bedeutung erhalten hat und man der alten Bezeichnung intuitiv eine Bewertung unterlegte. Bliebe man bei dem alten Begriffsumfang, so würde ein Heft der ELEKTRIE nicht reichen, die verschiedenen Teilgebiete, die an der Technischen Hochschule Zittau vertreten sind, einigermaßen zu repräsentieren.

Bereits seit 1970 laufen am Lehrstuhl „Netztechnik der Elektroenergieversorgung" umfangreiche Arbeiten zur Steuerung, Regelung und Überwachung von Elektroenergiesystemen unter dem Gesichtspunkt der Anwendung moderner Rechentechnik, mathematischer Verfahren und Algorithmen. Der 1973 errichtete Lehrstuhl für Kraftwerksautomatisierung widmete sich zunächst der Analyse und Simulation von Prozessen konventioneller Kraftwerke und begann sehr früh mit theoretischen Arbeiten zur Mehrgrößenregelung. Seit 1980 zielen die Untersuchungen verstärkt auf Kernkraftwerke und befassen sich mit der Weiterentwicklung KKW-spezifischer Meßverfahren und der rechnerintegrierten Betriebsführung von Kernkraftwerken.

Seit dem 1. 9. 1988 existiert eine prozeßorientierte Fachrichtung „Automatisierungstechnik", die aus dreijährigen Erfahrungen mit Vertiefungsrichtungen „Kraftwerks- und Systemautomatisierung" gewachsen ist.

Obwohl ein Lehrstuhl seit 1983 mit der Schutztechnik des Elektroenergiesystems befaßt ist, laufen gerade diese Arbeiten bereits seit der Gründung der Hochschule. Am Anfang wurden theoretische Untersuchungen zur Zuverlässigkeit von Schutzsystemen vorgenommen, die in der Relaisfehlerstatistik der Netze bis 110 kV mündeten und zu Änderungen der Prüfturnusse führten.

Derzeit wird an einem Konzept gearbeitet, das Kriterien mit digitalen Mitteln zu verarbeiten erlaubt. Die praktischen Aussagen sollen zunächst dem Leitungsschutz, dem Differentialschutz für Transformatoren und Sammelschienen und dem Distanzschutz dienen, um schließlich relativ einfach zum Generatorschutz übergehen zu können.

Auf dem Gebiet der Schutztechnik wird eine besonders umfangreiche Gutachtertätigkeit bei Störungen abverlangt.

Am heutigen Lehrstuhl „Geräte der Automatisierungstechnik" werden seit 1978 Forschungs- und Entwicklungsarbeiten für mikrorechnergestützte Leiteinrichtungen mit Lichtwellenleiter — Signalübertragung für Hochspannungsschaltanlagen und Umspannwerke betrieben.

Seit 1979 laufen Bemühungen der Zittauer Hochschule um eine elektronische Verrechnungsmeßtechnik. Die neuen Möglichkeiten mikroelektronischer Bauelemente und die großen Stückzahlen bei Zählern legten solche Untersuchungen nahe. Wieweit die Hochschulforschung zuweilen vorgreifen kann, wird auch an diesem Gebiet deutlich, wenn man sich in Erinnerung ruft, wie vehement anfangs selbst die prinzipielle Möglichkeit eines elektronischen Zählers bezweifelt wurde.

Seit 1983 besitzt die Zittauer Hochschule einen eigenen Wissenschaftlichen Gerätebau. Die anfänglichen Arbeiten zu Meßwerterfassungsgeräten haben sich zur Entwicklung und zum Bau von Geräten für die Technische Diagnostik, für die Zustandsermittlung, Zustandsbewertung und zustandsbezogene Instandhaltung auf der Basis mikrorechnergestützter modularer Meßsysteme und Meßwertverarbeitungssysteme entwickelt.

Künftig soll zudem an einer für die Energiewirtschaft notwendigen intelligenten Sensorik gearbeitet werden.

Im vorliegenden Heft wird ein Ausschnitt aus den hier genannten und weiteren verwandten Gebieten vorgestellt, der sich um die Funktionen

- Messung
- Meldung
- Schutz

gruppiert.

Nur für diesen Teil seien die wichtigsten Praxispartner genannt, denen die TH Zittau zu Dank verpflichtet ist. Für den elektronischen Energiezähler in zeitlicher Reihenfolge:

- VEB Energiekombinat Dresden
- VEB Kombinat Verbundnetze Energie Berlin
- VEB Kombinat Elektroapparatewerke Berlin-Treptow
- VEB Energiekombinat Potsdam mit dem ZRWO
- VEB Energiekombinat Berlin mit dem IBE

Für das Indikatorsystem ohne zwingende Reihenfolge:

- VEB Energiekombinat Berlin mit dem IBE
- VEB Robotron Meßelektronik „Otto Schön" Dresden

Für den digitalen Schutz ohne zwingende Reihenfolge:

- Kombinat Anlagenautomatisierung Berlin mit dem VEB Elektroapparatewerke Berlin-Treptow
- VEB Kombinat Verbundnetze Energie ZFT

Möge das vorliegende Heft einer ergebnisreichen künftigen Zusammenarbeit dienen.

EA 6101

Eignen sich elektronische Energiezähler für Haushalte?

E. Muschick, KDT, Zittau

Für Haushaltabnehmer elektrischer Energie hat sich der Induktionsmotorzähler, auch Ferrariszähler genannt, über Jahrzehnte bewährt. Ausreichende Genauigkeit, hohe Zuverlässigkeit, lange Lebensdauer und rationelle Fertigung sind wesentliche Vorteile, wobei auch die ausgefeilte Prüftechnik für diesen Zähler spricht.
Da sich die Meßfehler über der Zeit im allgemeinen zum Nachteil der Energielieferanten vergrößern, haben diese außerdem die Möglichkeit, Standzeiten zu verlängern, falls sie den Fehlbetrag durch Meßfehler in Kauf nehmen wollen. Wegen all dieser Eigenschaften werden Ferrariszähler trotz steigender Preise in großem Umfange eingesetzt.
Von dem im Bild 1 gezeigten Zählerarten bietet sich nur der elektronische Wechselstrom- oder Drehstromzähler als denkbare Alternative zum gegenwärtig noch vornehmlich als Wechselstromzähler für Haushaltabnehmer verwandten Induktionsmotorzähler an.
Dabei sind sehr einfach ausgerüstete Varianten möglich, die lediglich die Funktion des Ferrariszählers nachvollziehen, und auch aufwendigere, welche weitere Funktionen übernehmen.
Elektronische Zähler können höhere Genauigkeiten erzielen und hohe Lebensdauern haben, erreichen aber gegenwärtig noch nicht die hohen Zuverlässigkeiten von Induktionszählern.
Würden nun mögliche zusätzliche Eigenschaften elektronischer Energiezähler den Aufwand rechtfertigen, der für ihre Entwicklung zu tragen wäre?
Zähler dienen vornehmlich der Stimulierung. Bild 2 stellt dies aus der Sicht des Energieversorgungsbetriebes dar. In den EV-Betrieben stimuliert die Zählung — auch die beim Abnehmer — geringste Verluste an Elektroenergie und bessere Meßtechnik.

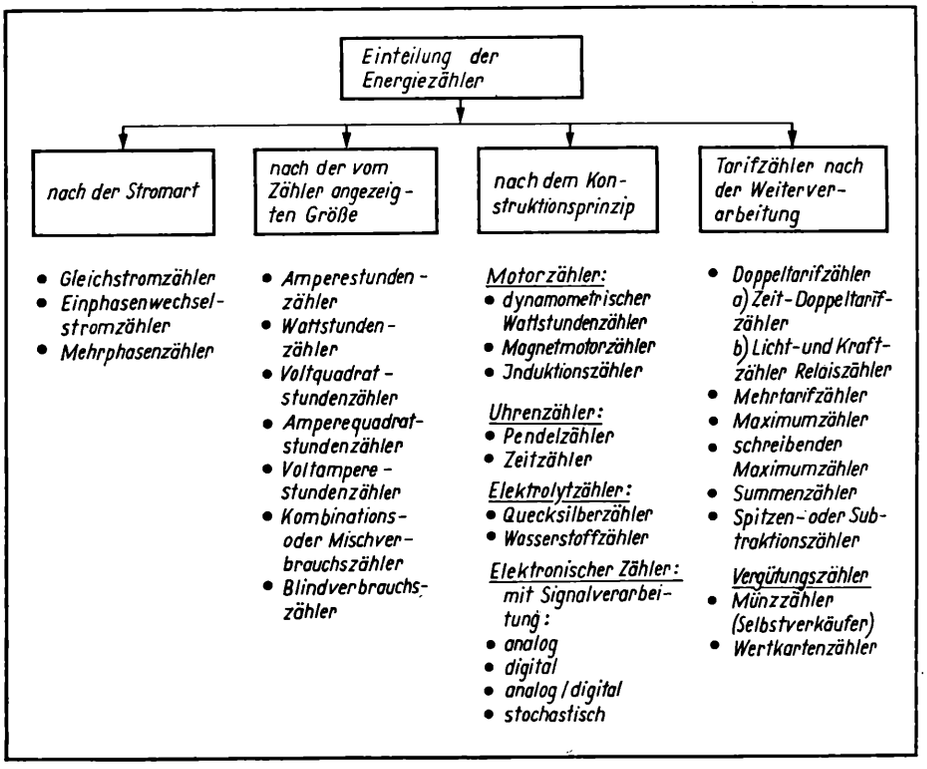


Bild 1. Einteilung der Energiezähler

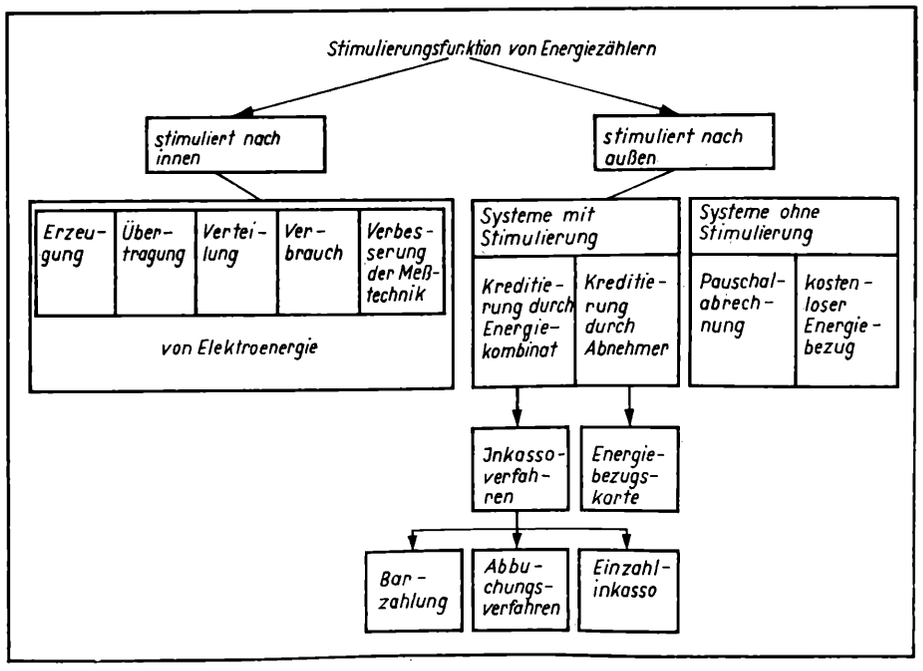


Bild 2. Stimulierungsfunktion von Energiezählern

Prof. Dr. sc. techn. *Edwin Muschick*, Technische Hochschule Zittau, Sektion Elektroenergieversorgung und Anlagenautomatisierung

Beim Abnehmer stimuliert sie sparsamen Einsatz der Elektroenergie, was wiederum Gerätehersteller zum Bau verlustarmer Geräte anregen kann.
Gegenwärtig kreditiert die Energieversorgung zunächst die verbrauchte Energie, um sie schließlich auf dem aus Bild 2 ersichtlichen Wege im nachhinein zu verrechnen.
Auf die Stimulierungsfunktion könnte man gänzlich verzichten — und damit auf den Zähler —, wenn der Abnehmer keinen oder nur sehr geringen Einfluß auf den Energieverbrauch nehmen würde. Der internationale Trend geht eher in entgegengesetzter Richtung. Immer kleinere Verbraucher werden in die Laststeuerung einbezogen und deren Gewohnheiten durch Tarife stark beeinflußt. Am stärksten in der Zeit von 14.00 bis 17.00 Uhr. Die Änderungen in der Zeit von 20.00 bis 7.00 Uhr sind gering.
Einen Durchbruch im Abrechnungswesen verspricht die Home Automation oder Domotik. Die Energieversorgung wählt einen kontinuierlich variablen Preis als Funktion der Last. Der Abnehmer wird fortlaufend über Funk, Telefonleitungen oder Hauptleitungen vom aktuellen Preis in Kenntnis gesetzt. Computer bei den Abnehmern optimieren selbsttätig den Geräteeinsatz derselben.
Das „intelligente Heim" hat einen großen Bedarf an automatischen fernbedienbaren Niederspannungsschaltgeräten mit Verbindung zu Zählern zur Folge. Wesentliche Eigenschaften von Haushaltgeräten ändern sich (Wärmedämmung, Leistungsaufnahme u.a.). Der Abnehmer braucht eine vollständige Information über Zählerdaten und Preise, um Manipulationen auszuschalten. Die Home Automation wird stark durch die Preise der Datenübertragung beeinflußt, und es ist noch schwer zu übersehen, wie weit sie sich durchsetzen wird. Vielleicht muß man das Verbraucherverhalten nicht bedingungslos der Ökonomie unterordnen, wenn ausreichend Mittel vorhanden sind.
Der elektronische Energiezähler kann sich jeder der möglichen Entwicklungsrichtungen am leichtesten anpassen, unabhängig davon, wie weitgehend die Stimulierungsfunktion angelegt ist. Das gilt auch in Verbindung mit mögliehen Entwicklungen der Abrechnungsformen.
Die Zählerablesung ist manuell, über ein transportables Datenerfassungsgerät, durch Vor-Ort-Ablesung (optisches oder magnetisches Interface) und über Fernablesung möglich.
Eine besonders in Großbritannien angewandte Methode, die Energieverrechnung zu vereinfachen, ist das „Budget-Meter". Die Entwicklung begann 1977 mit dem Einsatz von Plastikmünzen. Derzeit stehen Zähler mit

- magnetischen Karten (FML, GEC, Schlumberger)
- optischen Karten (Landis and Gyr)
- elektronische Karten (Schlumberger)

zur Verfügung, wobei Tarifänderungen und Sicherheitsprobleme durch einen speziellen Schlüssel gelöst werden. Der kreditierte Betrag wird nach Eingabe der Karte in den Zähler übernommen. Bei Unterschreitung einer wählbaren unteren Schwelle erfolgt die Alarmierung und bei Ablauf des kreditierten Betrages die Umschaltung auf ein minimales Versorgungsniveau.
In manchen Ländern werden diese Münz- oder Wertkartenzähler für zahlungsunwillige Abnehmer verwendet.
Zugunsten des elektronischen Energiezählers für Haushalte sprechen auch die großen Stückzahlen, in denen ein solcher Zähler gefertigt werden kann. Dadurch ist eine hochautomatisierte, rationelle Fertigung mit hoher Erzeugnisqualität und niedrigem Preis möglich. Die Zuverlässigkeitseigenschaften können noch wesentlich verbessert werden. Bei Zählern für Großabnehmer ist die Genauigkeit wichtiger als Preis und Zuverlässigkeit. Allen bisherigen elektronischen Energiezählern unterliegt keine sehr hohe Zuverlässigkeitsforderung. Das in den nachstehenden Beiträgen von *Bittner, Pilz, Schulz* und *Rähder* vorgestellte Konzept zielt gerade auf eine solch hohe Betriebszuverlässigkeit elektronischer Energiezähler. Wie aus diesem Beitrag ersichtlich ist, können derartige Zähler modular aufgebaut werden, so daß die einzelnen Module auch für andere Zwecke einsetzbar sind — ein weiterer Rationalisierungseffekt.
Insgesamt ist der Trend zu erkennen, den Ferrariszähler nicht nur durch einen elektronischen Zähler zu ersetzen, sondern diesem dann weitergehende Funktionen zu übertragen.

EA 6102

Entwicklung und Tendenzen im Zählerwesen

V. Schulz, KDT, Oranienburg; E. Muschick, KDT, Zittau

Das in vielen Ländern begangene hundertjährige Jubiläum des Einsatzes elektrischer Energieverbrauchsmesser bzw. -zähler [1] [2] sollte Anlaß sein, die Entwicklungstendenzen in der Leistungs- und Energiemessung retrospektiv zu bewerten, um Schlußfolgerungen für zukünftige Entwicklungsetappen abzuleiten.
Im Vordergrund der Betrachtung steht dabei die Innovationsvielfalt der durch die Mikroelektronik gegebenen Möglichkeiten, die heutzutage an viele Probleme eine andere Herangehensweise erlaubt als früher. Die Analyse des internationalen Entwicklungsstandes ermöglicht die Formulierung von wissenschaftlich-technischen und technologischen Forderungen, denen eine zukünftige Zählergeneration gerecht werden muß.

1. Historischer Abriß

Seitdem im Jahre 1884 der erste Verbrauchsmesser für elektrische Energie [1] — ein von *Edison* entwickelter elektrolytischer Ah-Zähler, bei dem der Stromfluß einen metallischen Niederschlag auf zwei Zinkplättchen bewirkt — für einen privaten Abnehmer installiert wurde, traten Probleme wie die

— metrologische Sicherstellung der Genauigkeit
— Verbesserung der technisch-technologischen Basis im Zählerbau
— Rationalisierung der Verbrauchsabrechnung
— Stimulierung des Abnehmerverhaltens über den Preis der Elektroenergie

in das Untersuchungsfeld wissenschaftlicher und ingenieurtechnischer Einrichtungen. Die ersten Zähler zur Messung gelieferter Energie beruhten — wegen der vorherrschenden Gleichstromübertragung — auf einem elektrochemischen Prinzip. Daß die durch das Faradaysche Gesetz bekannte und genauestens erforschte elektrolytische Zersetzung zur Messung der in einem Stromkreis verbrauchten Energie zuerst Verwendung fand, ist eine logische Konsequenz der geschichtlichen Entwicklung. In den Jahren 1880 bis 1882 arbeitete *Edison* an konstruktiven Verbesserungen des Zinkvoltameters. Wegen ihrer Vorteile — die Gewichtsunterschiede der Platten wurden auf ein Zählwerk übertragen — fanden in den 80er Jahren je nach Stromstärke ein- oder zweizellige herkömmliche Zinkvoltameter in den Elektrizitätswerken Verwendung. Da der dem Energieverbrauch proportionale Gewichtsunterschied der Platten im Laboratorium bestimmt werden mußte, erregte dies das Mißtrauen der Abnehmer. Alle elektrochemischen Zähler mußten deshalb in der Praxis scheitern. Der erste Zähler, der den Meßvorgang in einem abgeschlossenen Gefäß realisierte, war der in Deutschland um 1910 als Stiazähler bekannte Quecksilberelektrolytzähler. Beim Stromdurchgang scheidet das Quecksilber in Tropfen aus und fällt in ein Meßrohr. Bevor dieses gefüllt ist, mußte es durch Kippen entleert werden. Eine Nachkontrolle der Ablesung nach dem Kippen war demzufolge ausgeschlossen. Einige Konstruktionen elektrochemischer Zähler fanden als Selbstverkäufer Verbreitung.
Alternativ zu den elektrochemischen Zählern wurde Ende der 80er Jahre an elektromechanischen Energiemeßverfahren gearbeitet. Es sind dies Zähler, bei denen irgendein mechanisches Glied, z.B. die Stellung eines Hebels oder Zeigers (Pendels), durch ein elektrisches Meßgerät beeinflußt wird. Die ersten technisch brauchbaren Zähler dieser Kategorie waren die Pendelzähler, wo die Schwingungsdauer eines elektrischen Pendels durch den Strom verändert wird. Die durch den Stromdurchgang hervorgerufene Abweichung von der Pendelzeit wurde anfangs vom Ableser durch Vergleich mit einer Taschenuhr festgestellt. Dieser Nachteil ist mit dem Einbau einer Normaluhr in jedem Zähler und der Anzeige der Gangdifferenz über ein Differentialgetriebe beseitigt worden. Der als Aron-Zähler bekannte Typ wurde 1885 in Berlin neben dem bekannten Edison-Zähler zugelassen und bestimmte jahrelang den technischen Stand. Ende der 90er Jahre kam ein weiterer Typ der elektromechanischen

Dipl.-Ing. *Volker Schulz* war bis 1988 wissenschaftlicher Assistent an der TH Zittau und ist seitdem Entwicklungsingenieur im VEB EK Potsdam, Zählerreparaturwerk Oranienburg. Prof. Dr. sc. techn. *Edwin Muschick*, TH Zittau, Sektion Elektroenergieversorgung und Anlagenautomatisierung.

Zähler auf den Markt, der Säbelzähler. Ein durch ein Uhrwerk in gleichen Zeiten hin- und herbewegter feingezahnter Hebel von besonderer säbelartiger Form wird gegen den schneidenförmig ausgearbeiteten Zeiger eines Meßinstrumentes (Strommesser oder Wattmeter) geführt. Der vom Zeiger begrenzte Weg ist infolge der besonderen Form des Hebels der momentanen Stromstärke bzw. Leistung proportional. Die Summation der Hebelwege erfolgt durch ein Zählwerk, das den Verbrauch anzeigt.

Fast zeitgleich zu den elektrochemischen und elektromechanischen Meßprinzipien wurde an elektrodynamischen Zählern gearbeitet, deren Prinzip auf der Kraftwirkung zwischen zwei stromdurchflossenen Spulen (Wh-Zähler) bzw. zwischen einer stromdurchflossenen Spule und einem Magneten beruht (Ah-Zähler). Bereits 1882 konnte *Werner Siemens* auf der Weltausstellung in Wien einen elektrodynamischen Motorzähler vorstellen, dessen Anker unmittelbar an die Spannung angeschlossen war und dessen Feldmagnete vom Strom durchflossen wurden (Wh-Zähler). Zur Erzeugung des nötigen Bremsmoments wurde das Meßsystem in Öl gesetzt. Diese Konstruktionen krankten daran, daß die Proportionalität zwischen Drehmoment und zugeführter Leistung sehr unbefriedigend war, insbesondere wegen der großen und stark schwankenden Reibung. Durch zahlreiche Verbesserungen, wie die

— Einführung der Wirbelstrombremsung von *Ayrton* und *Perry*
— Minimierung der Lagerreibung durch ein auf den Anker wirkendes Hilfsfeld von *Hummel*
— Minimierung der Bürstenreibung, indem die rotierende in eine oszillierende Bewegung verwandelt wurde, und
— Vermeidung von Kollektoren (Quecksilbermotorzähler von *Ferranti*),

entstanden viele Zählertypen, die zeigen, wie groß das Bemühen zahlreicher Erfinder und Mechaniker in den 80er und 90er Jahren des letzten Jahrhunderts war, ein brauchbares Instrument zur Messung der elektrischen Energie zu konstruieren.

In dieser Zeit kam auch der Wechselstrom auf. Im Jahre 1885 erkannte *Ferraris*, daß ein gleichförmig rotierendes Magnetfeld konstanter Größe mit Hilfe zweier räumlich senkrecht zueinander stehender Spulen erzeugt werden könne, die von Wechselströmen gleicher Amplituden und gleicher Periodenzahl, aber verschiedener Phasenlage durchflossen werden. Im Inneren der Spule dachte er sich ein frei drehbares Kupferstück untergebracht, das unter dem Einfluß des rotierenden Feldes ebenfalls rotieren würde. Ein nach diesem Prinzip von *Ferraris* 1885 aufgebauter Modellmotor wurde jedoch erst 8 Jahre später auf der Weltausstellung in Chicago vorgestellt. In seinem am 18. März 1888 vor der Königlichen Akademie der Wissenschaften in Turin gehaltenen Vortrag äußerte er, daß dieser Motor auf Grund seines schlechten Wirkungsgrades von 50 % keine industrielle Bedeutung habe und ein solcher Apparat allenfalls zu Experimenten bei Vorträgen oder als Elektrizitätszähler benutzt werden könne.

Unabhängig von *Ferraris* Arbeiten waren bereits 1887 in größerer Anzahl in Vevey-Montreux vom Schweizer *Borel* entwickelte Induktionszähler in Gebrauch. Neben *Borel's* Arbeiten wurde Ende 1889 von Ganz & Co. nach Patenten von *T. Blathy* der erste Induktions-Wattstunden-Zähler und im April 1888 vom Amerikaner *Shallenberger* ein Amperestundenzähler auf Induktionsbasis für die Westinghouse AG entwickelt. Die prinzipielle Wirkungsweise des Induktionszählers beruht darauf, daß der Laststrom und die Netzspannung über Magnetflüsse in einer Aluminiumscheibe Wirbelströme erzeugen, deren Vektorprodukt ein leistungsproportionales Antriebsmoment erzeugt. Werden die Scheibenumdrehungen mit einem Zählwerk gezählt, so erhält man ein Maß der elektrischen Arbeit. Da das Drehmoment dem Sinus des Winkels zwischen beiden Flüssen proportional ist, muß im Zähler bei induktionsfreier Belastung eine 90°-Verschiebung erzeugt werden. Durch zahlreiche konstruktive Veränderungen, wie

— Anwendung zweier Spannungsspulen und einer Vorschaltdrossel (*Raab*)
— Verwendung einer verketteten Sekundärspule (*Belfield*)
— Einführung des magnetischen Nebenschlusses im Spannungseisen (*Stanley*)
— Nutzung der Sättigungswirkung im Spannungseisen zur Verringerung des Spannungseinflusses (*Blathy*)
— Einsatz von AlNiCo-Magneten zur Wirbelstrombremsung (1931),

wurde die Genauigkeit und die Standzeit des Ferraris-Zählers immer weiter verbessert. In der 100jährigen Geschichte der Messung elektrischer Arbeit erlangte der Ferraris-Zähler besondere Bedeutung, weil er im Aufbau sehr einfach, über einen großen Meßbereich sehr genau, betriebssicher, wartungsfrei und in großen Stückzahlen zu relativ niedrigen Kosten produzierbar ist. Die große Typenvielfalt an Elektrizitätszählern und Sonderzählern zeigt, daß die Zählerentwicklung nicht nur technisch-technologische und metrologische, sondern auch kommerzielle Gesichtspunkte vorantrieben. Da der Elektrizitätszähler ein dem Verkauf dienendes Meßgerät ist, muß es gesetzlichen Eichvorschriften genügen. So wurde schon 1895 festgelegt [3], jeden Energiezähler behördlich zu eichen. Nach einer Eichvorschrift der 20er Jahre z. B. durfte ein Motorzähler bei maximaler Last die Fehlergrenze von 0,6 % nicht überschreiten, und bei 10 % der maximalen Last mußte der Fehler unter 2 % liegen. Diese Festlegungen für elektrodynamische Zähler der Jahrhundertwende zeigen, daß mit Bestehen gesetzlicher Eichvorschriften der relative Fehler — im Gegensatz zur sonstigen Meßtechnik — auf den Meßwert bezogen wird und daß die Prüfvorschriften immer von den technischen Möglichkeiten der Zähler bestimmt werden. Die Entwicklung neuer Zählertypen oder -generationen, wie heutzutage elektronische Haushaltzähler, erfordert demzufolge auch neue Prüfvorschriften. Hohe Genauigkeit ist allerdings immer mit Kosten verbunden. Im Jahre 1904 wurde z. B. aus ökonomischen Gründen die Produktion eines genauen, aber kostspieligen elektromechanischen Säbelzählers eingestellt [4].

Im Laufe der Jahrzehnte hat sich der Anwendungsbereich und damit der Verbrauch an elektrischer Energie stark vergrößert. Das führte zur Entwicklung genauerer Meßwerke, die einen erweiterten Leistungsmeßbereich (Großbereichszähler) haben. Auch an die Lebensdauer wurden immer höhere Anforderungen gestellt. Durch den Einsatz hochveredelter Materialien an den Verschleißteilen konnten die Langzeiteigenschaften der Zähler verbessert werden. Berücksichtigt man den heutigen Entwicklungstrend, die gesetzliche Lebensdauer der Zähler nicht mehr auf eine vorgeschriebene Zahl von Betriebsjahren zu beschränken, sondern diese von der Qualität einer dem Netz entnommenen Zählermenge abhängig zu machen, so werden heute Standzeiten von 20 bis 30 Jahren erreicht.

Die ersten Vorschläge zur Stimulierung des Elektroenergieverbrauches wurden 1892 von *G. Kapp* geäußert, da sich bei der Verbreitung von Elektroenergie die während eines Tages sehr stark schwankenden Belastungen unangenehm bemerkbar machten. Während zur Zeit der Lichtbelastung eine erhebliche Spitze auftrat, für die die Größe der Anlage zugeschnitten werden mußte, war der Bedarf zur Tages- und besonders zur Nachtzeit äußerst gering. Die Einführung eines Doppeltarifs wurde dabei als Lösung angesehen. Als weitere Tarifformen erlangte wenig später der Maximumtarif (etwa 1893) und Spitzentarif (etwa 1902) an Bedeutung.

Neben der komplizierten und teuren Anpassung des Ferraris-Zählers an neue technische Forderungen weist dieses Meßprinzip weitere Nachteile auf, wie

— Verschleiß der Lager
— schlechte Anfangspermeabilität des Stromkernmaterials
— Einfluß der Netzspannungsschwankungen und des Spannungsleerlaufs
— Einfluß der Netzfrequenz
— Drehfeldfehler
— Einfluß der Umgebungstemperatur
— Einfluß der Oberwellen im Netz,

deren Beherrschung durch den Einsatz von Spezialwerkstoffen und speziellen konstruktiven Maßnahmen nur teilweise möglich ist.

2. Elektronische Zählerentwicklung

Der Einsatz elektronischer Leistungs-/Energiemeßverfahren begann Anfang der 60er Jahre. Die Fortschritte auf dem Gebiet der Elektronik und der Werkstofftechnik erlaubten es, elektronische Energiezähler mit einem akzeptablen Preis/Leistungsverhältnis zu produzieren. Elektronische Energiezähler wurden zuerst bei Meßumformern [8] [9] eingesetzt. Weil die Meßgrößen Strom und Spannung miteinander multipliziert und über eine Meßzeit T_M integriert werden müssen, kommt als Multiplizierer überwiegend das Time-Division-Multiplikationsverfahren (TDM-Verfahren) zum Einsatz, seit den 50er Jahren aus der Analogrechentechnik bekannt und wegen seiner guten Linearität über einen großen Meßbereich weit verbreitet [10] [11]. Anfang der 70er Jahre wurden die ersten elektronischen Energiezähler hoher Präzision gefertigt, hauptsächlich als Eichzähler in automatischen Prüfeinrichtungen, bei Großabnehmern elektrischer Energie sowie an Übergabestellen von Energieversorgungsunternehmen eingesetzt [12] [13]. Neben dem TD-Multiplizierer finden auch

— Leistungs-Frequenz-Wandler auf thermischer Basis [14]
— Transkonduktanzmultiplizierer

— digitale Multiplizierer
— Hallmultiplizierer [15]

Verwendung. Betrachtet man die Kosten als Funktion der Genauigkeit zwischen einem EEZ und einem Ferraris-Zähler [12], so ergibt sich schon seit den 70er Jahren bei Zählern der Klasse 0,5 und besser ein ökonomischer und technischer Vorteil, hervorgerufen durch die

— sehr gute Linearität über einen großen Dynamikbereich
— geringe Abhängigkeit von Einflußgrößen, wie Spannungsschwankungen, Temperaturänderungen, Frequenzänderungen usw.
— geringe Abhängigkeit des Fehlers bei $\cos \varphi = 1$
— gleichzeitige Erfassung der Oberwellenleistung
— Lageunempfindlichkeit der Messung
— Vermeidung von Drehfeldfehlern.

Wegen des permanenten Preisverfalls elektronischer Bauelemente ist die Verschiebung der Einsatzgrenzen elektronischer Energiezähler in Richtung der Klasse 2 zu verzeichnen. Ab Mitte der 70er Jahre wurde über den Einsatz von EEZ im Haushalt berichtet [16]. Die 80er Jahre zeigen in vielen Ländern den Schritt zum elektronischen Haushaltzähler. Typische Vertreter dieser Zählerklasse sind u.a. der Einphasen-Wechselstromzähler von *Sangamo-Schlumberger* SPA 01 [19], der Drehstromzähler der Firma Valmet Co. K 220 NXE [20] und der Wechselstromzähler der Firma Landis & Gyr ZCBI20d [21]. Kennzeichnend für diesen Weg ist, daß auf Grund komerzieller Gesichtpunkte firmeneigene Lösungen entwickelt und auf technologisch hohem Niveau produziert werden. Die internationalen Erfahrungen zeigen [17], wie durch Nutzung neuer Halbleitertechnologien die Zahl der im Zähler integrierten Funktionen noch gesteigert werden kann: so z.B. die Vereinigung der Aufgaben einer Energielaststeuerung oder -verrechnungseinheit mit der Meßwertverarbeitung in einem Kundenwunschschaltkreis. Erste Erzeugnisse, die diesen Weg kennzeichnen, sind u.a. Transdata EMS 7000 (Electronic Metering System 7000) und das System REF 400 der dänischen Firma TEE.

Unter Berücksichtigung einer Jahresproduktion von mehreren 100000 Stück und einem Produktionszeitraum von mindestens 10 Jahren ist im Entwicklungskonzept eines EEZ die weitestgehende Modularität vorzusehen, welche die Erzeugnisweiterentwicklung, aber auch eine Erweiterung der Produktpalette gestattet. Um eine hohe Zuverlässigkeit zu erreichen, wird international die Entwicklung von kundenspezifischen Lösungen angestrebt [19] [20]]21].

Literatur

[1] 100 Jahre Stromzähler in Hamburg. Elektrizitätswirtschaft 83 (1984) 25, S. 1692
[2] *Hillebrand, F.:* Zur Geschichte des Drehstromes. ETZ-A 80 (1959) 13, S. 410
[3] Technische Unterrichtsbriefe für das Selbststudium. System Karnack Hachfeld, Brief I: Elektrizitätszähler
[4] *Stumpner, W.:* Zur Geschichte des Elektrizitätszählers. ETZ 47 (1926) 22, S. 646–651
[5] *Horlent, A.; Loe, R. R.; Orehard, N. G.:* A new generation of electronic devices for maximum demand and multirate tariffs, with manual or automatic local read out. 5th IEE Conf. on Metering, Apparatus and Tariffs for Electricity Supply, S. 86–90
[6] *Brückner, M.:* Der Einzug der Elektronik auf dem Gebiet der Haushaltselektrizitätszähler. Elektrizitätswirtschaft 87 (1988) 19, S. 889–893
[7] *Züblin, H.-G.; Tschappu, F.:* Das Messen der elektrischen Arbeit – eine Übersicht. ATM (1978) II, S. 395–402
[8] *Ryerson, H.-R.:* Power measurement by time-division-multiplication. Instruments & Control System (1963) I, S. 95–97
[9] *Karger, H.:* Meßumformer in der Energieversorgung. elektrotechnik 52 (1970) II, S. 12–15
[10] *Goldberg, E.:* A high-accuray time-division multiplier. RCA-Review (1952) 9, S. 265–274
[11] *Sternberg, S.:* An accurate electronic multiplier. RCA-Review (1955) 12, S. 618 bis 634
[12] *Vonarburg, H.; de Vries, J. H.:* Elektronischer Elektrizitätszähler hoher Genauigkeit. Siemens-Zeitschrift 45 (1971) 10, S. 671–675
[13] *Kohler, H.; Stark, R.; Walter, K.:* Elektronischer Prüfzähler mit Time-Division-Multiplier. Siemens-Zeitschrift 49 (1973) 12, S. 863–866
[14] *Schrader, H.-J.:* Elektrizitätszähler ohne bewegte Teile. PTB-Mitteilung (1964) 2, S. 221–222
[15] *Fränkel, D.:* Leistungsmessungen in Mehrphasensystemen mittels Hall-Generatoren. ETZ-A 86 (1965) 23, S. 751–755
[16] *Kusiu, S.; Yamazaki, H.:* Household watthour meter with hybrid IC's and progress of static watthour meter in Japan. 3th IEE-Conf. on Metering, Apparatus and Tariffs for Electricity Supply, S. 256–260
[17] *Salo, T. L. J.:* A static domestric watthour meter with custom designed integrated circuit. 5th IEE Conf. on Metering, Apparatus and Tarifs for Electricity Supply, S. 126–127
[18] *Sheingold, H.:* Nonliner Circuit Handbock. Analog Devices, Norwood 1974
[19] Firmenschrift: SP-Series Elektronic Meter. Sangamo
[20] Firmenschrift: Electronic single and two-rate 3-phase kWH-Meters. Valmet Co.
[21] Firmenschrift: Solid State Single Phase Meter. ZCBI20d
[22] *Pucherl, G.:* Entwicklung der Niederspannungszähler und Ablesemethoden. 3. Int. Kolloquium über Fakturierung der elektrischen Energie, Vortrag Nr. 22, Straßburg 22.–23. Mai 1986 EA 6103

Moderne elektronische Energiemeßverfahren

H. Bittner, KDT, Zittau

Verwendete Formelzeichen

W	elektrische Energie
$\overline{U}_w$; $N_+ - N_-$; $p_= - p_{\neq}$	die durch das Verfahren gebildete Energie
$\hat{u}$	Scheitelwert der Spannung
u	Spannung
U_r	Referenzspannung
i	Strom
φ	Phasenwinkel
K	Konstante
t	Zeit
$\omega = 2\pi f = 2\pi/T$	f Frequenz, T Periodendauer der zur Energie zu verknüpfenden Signale
$T_M = m\,\Delta t_a = m\,\Delta t_r$	Meßzeit
$\Delta t_a = 1/f_a$	Periodendauer der Abtastfrequenz
$\Delta t_r = 1/f_r$	Periodendauer der Referenzfrequenz
T_1; T_2; T_{11}; T_{12}; T_{21}; T_{22}; Δt	Zeitintervalle
T_{pm}	Periodendauer des Modulators
t_0	Startzeitpunkt der Messung
R	Widerstand
C	Kondensator
TDM	Time Division Multiplizierer
T	Periodendauer von u_1, u_2 bzw. u, i

Im letzten Jahrzehnt wurden in verschiedenen Ländern sehr intensiv Untersuchungen zum elektronischen Ersatz des Ferrariszählers, insbesondere des Ferrarismotors betrieben. Sie resultieren im wesentlichen aus dem hohen manuellen Aufwand zur Fertigung, Justierung und der Notwendigkeit des Einsatzes hochwertiger Materialien. Über den Ferrarismotor wird die Energie (Wirkenergie) zu

$$W = \int_0^{T_M} u\,i\,dt \triangleq W = K \int_0^{T_M} u_1\,u_2\,dt \qquad (1)$$

$u_1 = \hat{u}_1 \sin \omega t$; $u_2 = \hat{u}_2 \sin(\omega t + \varphi)$

gebildet. Für weitere Betrachtungen gelte die Annahme, daß u_1 und u_2 in T_M ihre Parameter nicht ändern und das T_M hinreichend lang gewählt sei. Viele elektronische Realisierungen von Energiemeßverfahren können in die Produktbildung (Leistungsmessung) und in die anschließende Integration mit der Bewertung unterteilt werden. Die Bewertung dient zur Schaffung zählbarer Energiequanten.

Bekannte Leistungsmeßverfahren wurden an verschiedenen Stellen bezüglich der technisch-technologischen Realisierbarkeit für den genannten Einsatzfall untersucht:

— Hallmultiplikation [1] [2], z.B. durch die Landis & Gyr Zug AG (Schweiz)
— Steilheitsmultiplikation (Transkonduktanz) [3], z.B. durch die Schlumberger GmbH (Frankreich)

und sind von den angegebenen Firmen bis zur Serienproduktion geführt worden. Die Parabel- [4] und Logarithmier-Delogarithmiermultiplikation haben keine Bedeutung erlangt. Die anschließende Integration mit der Bewertung erfolgt bei der Verwendung dieser Multiplizierer allgemein auf Basis des Ladungskompensations- bzw. Umladeverfahrens [5] [6]. Daneben existiert eine Reihe Energiemeßverfahren, die erst in der letzten Zeit entwickelt wurden. Bei ihnen ist häufig die Leistungsmessung schaltungstechnisch nicht von der Integration mit der Bewertung trennbar. Die Verfahren arbeiten alle mit einer Zeitdiskretisierung und werden im folgenden diskutiert.

1. Digitale Energiemessung

Hier wird die Energie, der interessierende Wirkenergieanteil, entweder durch die Bildung von

$$W \triangleq \overline{U}_w = 1/2\,K\,U_1\,U_2\,T_M \cos\varphi, \qquad (2)$$

der analytischen Lösung von (1) für $T_M \to \infty$,

Dr.-Ing. *Helmar Bittner*, Technische Hochschule Zittau, Sektion Kraftwerksanlagen und Energieumwandlung

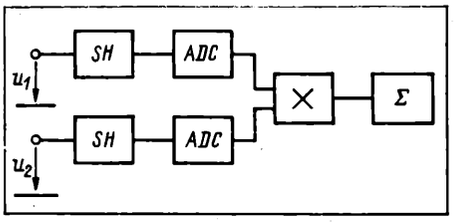


Bild 1
Blockschaltbild der digitalen Energiemessung nach dem Momentanwertverfahren
SH Abtast-Halteschaltung; *ADC* Analog-Digital-Wandler; x Multiplizierer; Σ Summierer

wobei U_1, U_2 die Effektivwerte von u_1, u_2 sind, oder über die Umformung von (1) zu

$$W \triangleq \overline{U}_w = K \sum_{i=1}^{m-1} u_1(i\,\Delta t_a)\, u_2(i\,\Delta t_a)\,\Delta t_a \tag{3}$$
$$= K \sum_{i=0}^{m-1} \hat{u}_1 \sin[\omega(t_0 + i\,\Delta t_a)]\,\hat{u}_2 \sin[\omega(t_0 + i\,\Delta t_a) + \varphi]\,\Delta t_a$$

der numerischen Näherung von (1) ermittelt,
mit i ganzzahlig; $T_M = m\,\Delta t_a$; $\Delta t_a = 1/f_a$; f_a Abtastfrequenz; t_0 Startzeitpunkt der Messung.
Der zweite Fall bedeutet, daß die beiden zur Energie zu verknüpfenden Größen u_1, u_2 in bestimmten Zeitabständen $t_i = i\,\Delta t_a$ abgegriffen, die beiden Werte multipliziert und fortlaufend addiert werden. Dieses Vorgehen erfordert die im Bild 1 angegebene Schaltung.

Die technische Realisierung der numerischen Näherung ist üblich und werde im weiteren mit Momentanwertverfahren bezeichnet. Die Qualität dieser Näherung zeigt folgende Gleichung [6], die über einige Umformungen aus (3) entsteht.

$$\overline{U}_w = 1/2\,K\,\hat{u}_1\,\hat{u}_2 \cos\varphi\, m\,\Delta t_a - 1/4\,K\,\hat{u}_1\,\hat{u}_2 \cos(2\,\omega\,t_0 + \varphi)$$
$$\times \left[\frac{1 - \cos 2\,\omega\,\Delta t_a - \cos 2\,m\,\omega\,\Delta t_a + \cos 2\,(m-1)\,\omega\,\Delta t_a}{1 - \cos 2\,\omega\,\Delta t_a}\right]$$
$$+ 1/4\,K\,\hat{u}_1\,\hat{u}_2 \sin(2\,\omega\,t_0 + \varphi)$$
$$\times \left[\frac{\sin 2\,\omega\,\Delta t_a - \sin 2\,m\,\omega\,\Delta t_a + \sin 2\,(m-1)\,\omega\,\Delta t_a}{1 - \cos 2\,\omega\,\Delta t_a}\right]. \tag{4}$$

In dieser Gleichung entspricht der erste Term der gesuchten Energie (2), während sich die beiden anderen ähnlich dem der Wirkenergie überlagerten Wechselanteil verhalten, d. h., sie verschwinden für $T_M \to \infty$ gegenüber dem Wirkanteil, sofern

$$1 - \cos 2\,\omega\,\Delta t_a \neq 0 \quad \text{für} \quad \Delta t_a \neq 0, \text{ d. h.,} \tag{5}$$

$$f_a = 1/\Delta t_a = f \cdot 2/n, \quad n = 1, 2, 3, \ldots \tag{6}$$

eingehalten wird. Es lassen sich zwei verschiedene Möglichkeiten der Energiemessung nach dem Momentanwertverfahren angeben:

— Asynchrone Energiemessung
f_a wird beliebig gewählt, muß aber unabhängig von f, z. B. über einen Schwingquarz erzeugt werden
— Synchrone Energiemessung
$f_a/f = a$, a ganzzahlig $\geqq 3$
Entsprechend der angegebenen Bedingung wird f_a mit Hilfe einer Synchronisationseinrichtung aus f erzeugt. Das Ergebnis ist jetzt aber von f abhängig, siehe (4), so daß dieses Verfahren zur Energiemessung von Signalen mit veränderlicher Frequenz ungeeignet ist.

2. Polaritätskorrelationsverfahren — Stochastische Energiemessung

Das Verfahren basiert auf der Reduzierung der zur Energie zu verknüpfenden Größen u_1, u_2 auf 0-1-Folgen. Die Multiplikation und Integration erfolgen über einfache logische Operationen.
Die Grundschaltung zum Polaritätskorrelationsverfahren zeigt Bild 2. Mit den Definitionen:

$$a_1;\,(a_2) = \begin{cases} 1, \text{ wenn } \eta = u_1 - u_{1h} > 0; & (\eta = u_2 - u_{2h} > 0) \\ 0, \text{ wenn } \eta = u_1 - u_{1h} \leqq 0; & (\eta = u_2 - u_{2h} \leqq 0) \end{cases} \tag{7}$$

$$Q = \begin{cases} 1, \text{ wenn } a_1 = a_2 \\ 0, \text{ wenn } a_1 \neq a_2, \end{cases} \tag{8}$$

der Voraussetzung, daß u_{1h} und u_{2h} Gleichverteilungen $F_t(u_h)$ genügen und unter Berücksichtigung der Zeitintervallmessung mit f_r, bei der der logische Zustand des Ausgangs Q an den Stellen $t = \Delta t_r, 2\,\Delta t_r, \ldots m\,\Delta t_r$ überprüft wird; $m\,\Delta t_r = T_M$ erhält man

$$\sum_{i=0}^{m-1} [p_= (i\,\Delta t_r) - p_{\neq}(i\,\Delta t_r)] = \sum_{i=0}^{m-1} \frac{u_1(i\,\Delta t_r)\,u_2(i\,\Delta t_r)}{U_{r1}\,U_{r2}} \tag{9}$$

$p_= = P\{Q = 1\}$; $p_{\neq} = P\{Q = 0\}$ und
U_{r1}, U_{r2} Referenzspannungen.

Die Lösung dieses Ausdrucks kann Abschn. 1, (3) und (4) entnommen werden. Es gelten die gleichen Aussagen. Zusätzlich sind folgende Bedingungen zu berücksichtigen:

— u_{1h}, u_{2h} müssen aus voneinander unabhängigen Zufallsprozessen abgeleitet werden
— $F_t(u_{1h})$, $F_t(u_{2h})$ sind Gleichverteilungen mit $-U_r \leqq u_h \leqq U_r$.

Wenn diese Bedingungen erfüllt sind, erhält man für $T_M \to \infty$ den exakten Energiemeßwert.
In [7] sind als Hilfssignale u_{1h}, u_{2h} Dreiecks- bzw. Sägezahnsignale vereinbart, die determiniert beschreibbar sind und Periodendauern $T_{1h} = 1/f_{1h}$, $T_{2h} = 1/f_{2h}$ aufweisen.
In [8] wurde mit numerischen Methoden eine Untersuchung des notwendigen Verhältnisses f_{1h}/f_{2h} angestellt:
Die kleinsten Abweichungen (vernachlässigbar klein) zum exakten Energiemeßwert ergaben sich bei irrationalen Verhältnissen.
Daraus kann geschlußfolgert werden, daß alle Verhältnisse f_{1h}/f_{2h}, f_{1h}/f, f_{2h}/f irrational sein müssen.
Da in der Nähe jeder rationalen Zahl beliebig viele irrationale existieren, können alle einstellbaren Verhältnisse als irrational angesehen werden, sofern f_{1h} und f_{2h} unabhängig voneinander und von f erzeugt werden. Dreiecks- bzw. Sägezahnsignale sind schaltungstechnisch einfacher zu erzeugen als Rauschsignale mit definiertem $F_t(u_h)$.

3. Time Division Verfahren — Mark Space Amplitudenmodulation

Dieses Verfahren ist für den vorgesehenen Anwendungsfall am häufigsten zitiert, siehe z. B. [5]. An dieser Stelle soll das Grundglied, der sogenannte Time Division Multiplizierer TDM, behandelt werden. Die anschließende Integration und Bewertung erfolgen wie bei den im eingangs genannten Verfahren. Beim TDM wird durch die eine zu multiplizierende Größe u_1 ein Pulsbreitenmodulator mit der Periode T_{pm} angesteuert. Der Modulator bildet eine Impulsfolge mit dem Tastverhältnis

$$\Delta t/T_{pm} = (T_1 - T_2)/(T_1 + T_2) \sim u_1 \text{ (Modulatorgleichung)} \tag{10}$$
$$T_1 + T_2 = T_{pm}.$$

Die zweite zu multiplizierende Größe u_2 wird im T_1-Intervall positiv und im T_2-Intervall negativ integriert, so daß sich bei Bezug auf T_{pm} eine mittlere Ausgangsgröße

$$\bar{u}_p \sim u_2\,\Delta t/T_{pm} = u_2\,(T_1 - T_2)/(T_1 + T_2) \tag{11}$$

ergibt. Beim Einsetzen von (10) in (11) erhält man

$$\bar{u}_p \sim u_1\,u_2, \tag{12}$$

ein leistungsproportionales Signal. Im weiteren werden die beiden bekanntesten TDM dargestellt.

3.1. TDM mit Kondensatorumlademodulator

Die mögliche Grundschaltung des TDM zeigt Bild 3 [6].
Es gilt die Annahme der Konstanz von u_1, u_2 in $T_1 + T_2$.
Der Kondensator C wird in T_2 über die aus $u_1/R_1 + U_r/R_2$ gebildeten Ströme und in T_2 aus der Differenz dieser Ströme bis zur Schaltspannung U_s umgeladen. Als Modulatorgleichung ergibt sich

$$u_1/U_r = R_1/R_2\,(T_1 - T_2)/(T_1 + T_2) \tag{13}$$

und bei gleichzeitiger vorzeichenrichtiger Integration von u_2 ist

$$\bar{u}_w = K\,u_2\,(T_1 - T_2), \tag{14}$$

das nach Einsetzen von (13) zum Energiesignal

$$\bar{u}_w = K\,R_2/(R_1\,U_r)\,u_1\,u_2\,(T_1 + T_2) \tag{15}$$

wird. Die Energie $\overline{U}_w$ wird durch die aufeinanderfolgende Addition dieser $\bar{u}_w = \bar{u}_{wi}$ gebildet, so daß man unter der Annahme, $T_1 + T_2 = T_{pm}$ sei hinreichend klein gegenüber der Periodendauer $T = 1/f$ der beiden zur Energie zu verknüpfenden Signale, das gesuchte Ergebnis

$$\overline{U}_w = \sum_{i=0}^{m-1} \bar{u}_{wi} = \sum_{i=0}^{m-1} \frac{K\,R_2}{R_1\,U_r}\,u_{1i}\,u_{2i}\,T_{pmi}$$
$$\approx \frac{K\,R_2}{R_1\,U_r} \int_0^{T_M} u_1(t)\,u_2(t)\,dt \tag{16}$$

erhält. Der TDM hat eine von der Aussteuerung $R_2\,u_1/(R_1\,U_r)$ abhängige Periodendauer

$$T_{pm} = T_1 + T_2 = T_0/[1 - (R_2\,u_1/(R_1\,U_r))^2] \tag{17}$$

$$T_0 = 4\,R_2\,R_3\,C/R_4, \tag{18}$$

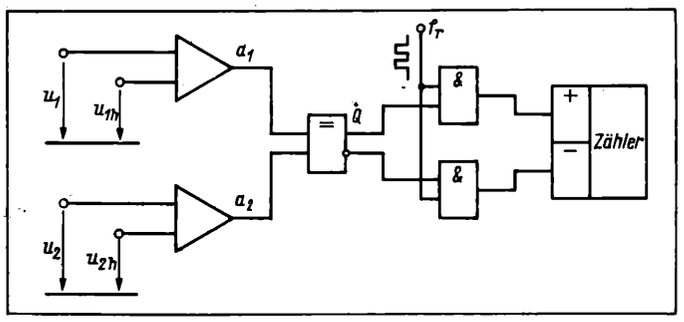


Bild 2. Grundschaltung des Polaritätskorrelationsverfahrens
u_{1h}, u_{2h} Hilfssignale, mit denen u_1, u_2 verglichen werden; a_1, a_2 Ausgangssignale des Komparators; Q Ausgang des Koinzidenzdetektors; $f_r = 1/\Delta t_r$ Referenzfrequenz

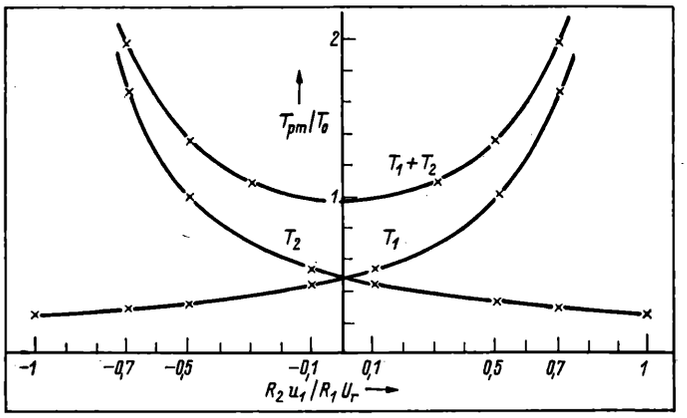
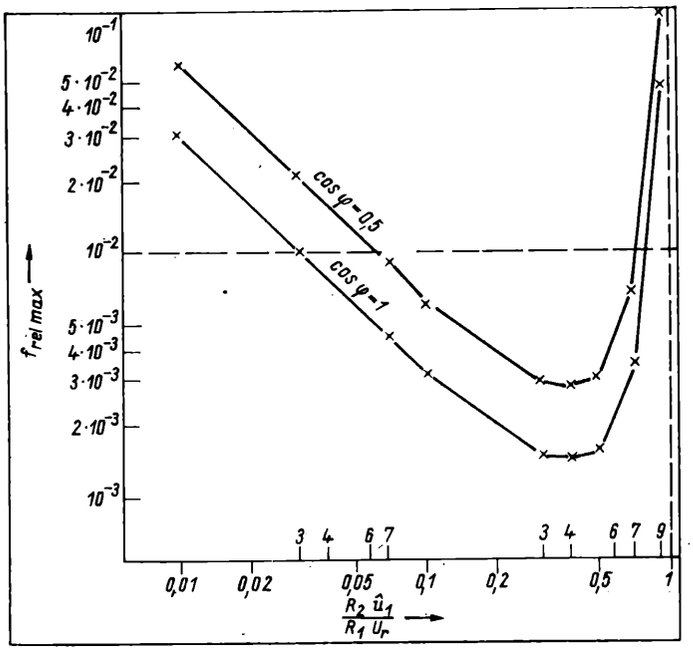


Bild 4. T_{pm} als Funktion der Aussteuerung



wobei T_0 die Periodendauer des Modulators für $u_1 = 0$ ist. Bild 4 veranschaulicht Gleichung (17). Die eingangs getroffene Annahme der Konstanz von u_{1i}, u_{2i} in den jeweiligen $(T_{1i} + T_{2i})$ wird nicht erfüllt, so daß ein verfahrensbedingter Fehler auftreten wird. Unter der Annahme, daß $T_{1i} + T_{2i}$ hinreichend klein gegenüber T ist, gelingt es, siehe [6], mit U_w — exaktem Energiemeßwert — und Index max — Maximum — folgenden Fehler abzuschätzen:

$$f_{rel} = \left|\frac{U_w - \overline{U}_w}{U_w}\right| < \approx \frac{2}{3}\,\frac{\pi^2}{|\cos\varphi|}\,\frac{(T_{1i}+T_{2i})^3_{max}}{T_0\,T^2\,[1-2\,\pi\,(T_{1i}+T_{2i})_{max}/T]}$$
$$+\,\frac{\pi^2}{R_2\,\hat{u}_1\,|\cos\varphi|/(R_1\,U_r)}\cdot\frac{(T_{1i}+T_{2i})^2_{max}}{T^2\,[1-2\,\pi\,(T_{1i}+T_{2i})_{max}/T]}$$
$$+\,\frac{2}{3}\,\frac{\pi^3}{|\cos\varphi|}\,\frac{(T_{1i}+T_{2i})^4_{max}}{T_0\,T^3\,[1-2\,\pi\,(T_{1i}+T_{2i})_{max}/T]^2}. \qquad (19)$$

Ergebnisse dieser Gleichung zeigen die Bilder 5 und 6. $(T_{1i} + T_{2i})_{max}$ ist aus Bild 4 ersichtlich, T_0 kann mit (18) errechnet werden.

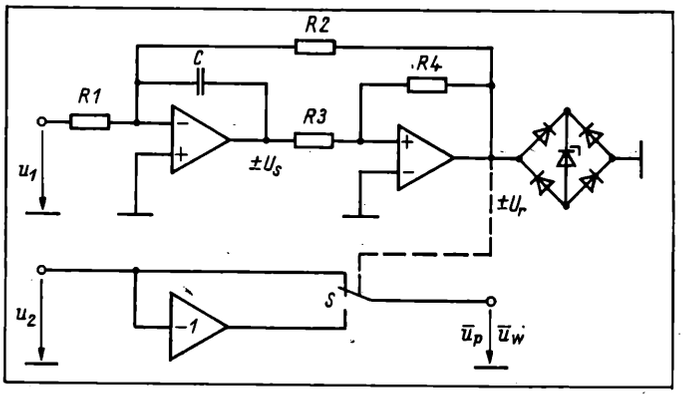


Bild 3. Grundschaltung des TDM mit Kondensatorumlademodulator
R Widerstand; C Kondensator; U_r Referenzspannung; U_S Schaltspannung; S ein elektronischer, durch den Hysteresekomparator betätigter Schalter

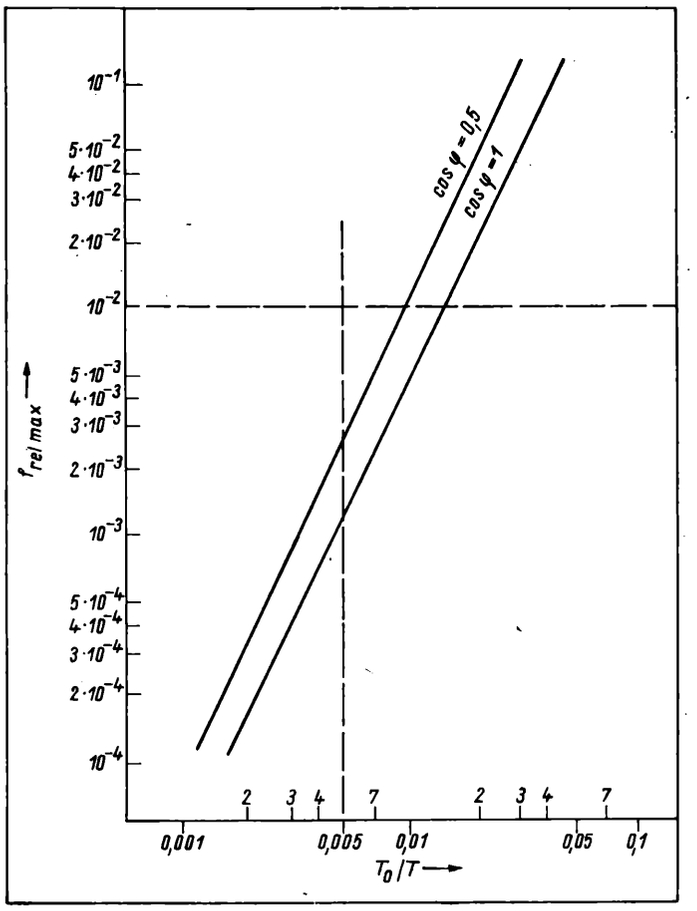


Bild 5. $f_{rel\,max}$ als Funktion der Aussteuerung
$T_0/T = 1/183{,}8$; $T_M \gg T$

Bild 6. $f_{rel\,max}$ als Funktion des Frequenzabstandes
$R_2\,u_1/(R_1\,U_r) = 0{,}4$; $T_M \gg T$

3.2. TDM mit Dreiecksmodulator

Abweichend zum vorhin dargestellten TDM wird bei diesem Multiplizierer das Signal u_1 mit einem Dreiecksignal der Periode T_{pm} = konstant verglichen. Der Dreiecksmodulator ist im Bild 7 angegeben. Den durchgeführten Vergleich zeigt Bild 8. $u_c(t)$ ist das Dreiecksignal, der zweite u_2-Zweig entspricht dem aus Bild 3. Wiederum unter der Annahme, daß u_1, u_2 im jeweiligen T_{pm} konstant seien, erhält man die Modulatorgleichung

$$R_4/R_3\,u_1/U_r = 2\,(T_{11} - T_{12})/T_{pm}, \qquad (20)$$

das Energiesignal

$$u_w = K\,R_4/R_3\,u_1\,u_2/U_r\,T_{pm} \qquad (21)$$

und die Energie

$$\overline{U}_w = \sum_{i=0}^{m-1} u_{wi} = \sum_{i=0}^{m-1} \frac{K\,R_4}{R_3\,U_r}\,u_{1i}\,u_{2i}\,T_{pm} \approx \frac{K\,R_4}{R_3\,U_r}\int_0^{T_M} u_1(t)\,u_2(t)\,dt. \qquad (22)$$

Der Fehler, der sich hier durch die Nichteinhaltung der Annahme

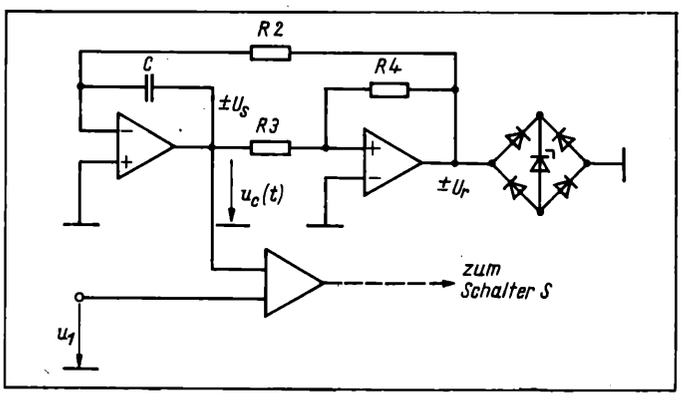


Bild 7. Grundschaltung des Dreieckmodulators

ergibt, ist [9] zu entnehmen und liegt in den gleichen Größenordnungen wie beim TDM mit Kondensatorumlademodulator.
Vergleicht man (22) mit (3) aus Abschn. 1, siehe [6] [10], ist festzustellen, daß durch die Vorschaltung von Abtast-Halteschaltungen und Synchronisation mit T_{pm} gleiche Ausgangsbedingungen erzeugt werden können, die zu (4) mit ihren Aussagen führen.
Der verfahrensbedingte Fehler dieser TDM kann also wie bei der digitalen Energiemessung für beliebige T_{pm} auf 0 gebracht werden.

4. Impulsbreiten-Doppelmodulationsverfahren

Dieses Verfahren [6] [11] läßt sich aus dem TDM mit Kondensatorumlademodulator, Abschn. 3, und dem Polaritätskorrelationsverfahren, Abschn. 2, ableiten.
Beim genannten TDM wird durch das Signal u_1 nicht nur das Tastverhältnis, sondern auch der Anstieg des Dreieckssignals $u_c(t)$ geändert, das nun mit u_2 verglichen wird.
Wie beim Polaritätskorrelationsverfahren ergibt das Ausgangssignal des Vergleichs die Energie, wenn es entsprechend positiv und negativ bewertet wird. Bild 9 zeigt die zugrundegelegten Signalzeitverläufe und Bild 10 die zugehörige Schaltung. Als Annahme gilt wiederum, daß die u_{1i}, u_{2i} in den T_{pmi} konstant seien. Im T_1- und T_2-Intervall von T_{pm} ist

$$u_c(t) = -U_s + 2U_s(t - t_0)/T_1 \tag{23}$$

$$u_c(t) = U_s - 2U_s(t - t_0 - T_1)/T_2. \tag{24}$$

Weiterhin gilt:

$$U_s = R_3/R_4\, U_r$$

$$u_1/U_r = R_1/R_2\,(T_1 - T_2)/(T_1 + T_2). \tag{25}$$

Das Komparatorausgangssignal werde zu

$$u_a(t) = \begin{cases} 1, \text{ wenn } u_c(t) \leqq u_2 \\ -1, \text{ wenn } u_c(t) > u_2 \end{cases} \tag{26}$$

definiert. Es ist

$$T_1 = T_{11} + T_{12},\ T_2 = T_{21} + T_{22}. \tag{27}$$

Mit (23) bis (27) folgt:

$$T_{11} + T_{22} - T_{12} - T_{21} = R_2 R_4/(R_1 R_3)\, u_1 u_2/U_r^2 \cdot (T_1 + T_2). \tag{28}$$

Der Vorgang der Energiemessung setzt sich wieder aus m Schritten mit $m \to \infty$ zusammen, so daß unter der eingangs getroffenen Annahme

$$\sum_{i=0}^{m-1} [T_{11i} + T_{22i} - T_{12i} - T_{21i}] \approx \frac{R_2 R_4}{R_1 R_3} \cdot \frac{1}{U_r^2} \int_{t_0}^{t_0 + T_M} u_1(t)\, u_2(t)\, \mathrm{d}t \tag{29}$$

wird. Die T_i werden durch vorzeichenrichtige Torung mit einer Referenzfrequenz $f_r = 1/\Delta t_r$ ausgezählt, womit der linke Ausdruck von (29) zu

$$\sum_{i=0}^{m-1} [T_{11i} + T_{22i} - T_{12i} - T_{21i}]$$

$$\approx \sum_{i=0}^{m-1} [n_{11i} + n_{22i} - n_{12i} - n_{21i}]\, \Delta t_r = (N_+ - N_-)\, \Delta t_r \tag{30}$$

n_i Zahl der in die jeweiligen Intervalle fallenden Impulse
$N_+ - N_-$ Gesamtimpulszahl

umgeformt und schließlich

$$N_+ - N_- \approx f_r \cdot \frac{R_2 R_4}{R_1 R_3} \cdot \frac{1}{U_r^2} \int_{t_0}^{t_0 + T_M} u_1(t)\, u_2(t)\, \mathrm{d}t \tag{31}$$

das gewünschte Ergebnis wird. Zu diesem Verfahren existiert eine zweite Variante, die [6] [11] entnommen werden kann. Eine numerische Fehlerabschätzung des verfahrensbedingten Fehlers ergibt ähnliche Ergebnisse in den gleichen Größenordnungen wie beim Time Division Verfahren (Abschn. 3). Die notwendige Auszählung der T_i mit der Referenzfrequenz f_r ist ein weiteres Problem. Die Modulatorfrequenz $f_{pm} = 1/T_{pm}$ muß größer als die Frequenz f der zur Energie zu verknüpfenden Signale u_1, u_2 sein. Die einzelnen T_i sind kleiner als die T_{pmi}. Zur exakten Auszählung mit der Referenzfrequenz f_r müßte $f_r \gg f_{pm}$ sein, so daß die technischen Grenzen der verwendeten Bauelemente schnell erreicht werden. Durch ein schaltungstechnisches Experiment, bei dem $f_r < f_{pm}$ bis $f_r \gg f_{pm}$ eingestellt wurde, konnte die praktische Unabhängigkeit des Ergebnisses von f_r nachgewiesen werden.

5. Zusammenfassung

Es zeigt sich, daß zwischen den vier genannten Verfahren Zusammenhänge existieren (Bild 11). Das Impulsbreiten-Doppelmodulationsverfahren weist Merkmale des Time Division Verfahrens mit Kondensatorumlademodulator und des Polaritätskorrelationsverfahrens auf, es stellt das Bindeglied beider Verfahren dar. Das Polaritätskorrelationsverfahren kann auch digital realisiert werden. Das Time Division Verfahren mit Dreiecksmodulator hat

Bild 8. Komparatorsignale des Dreiecksmodulators

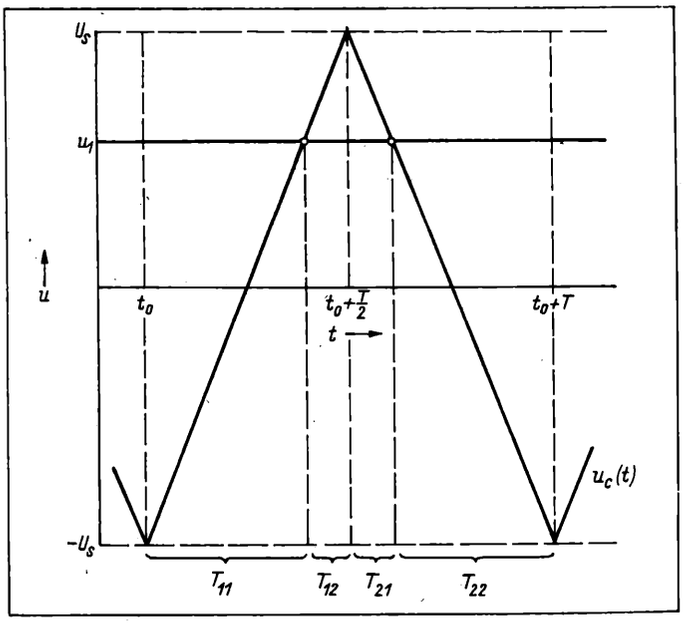
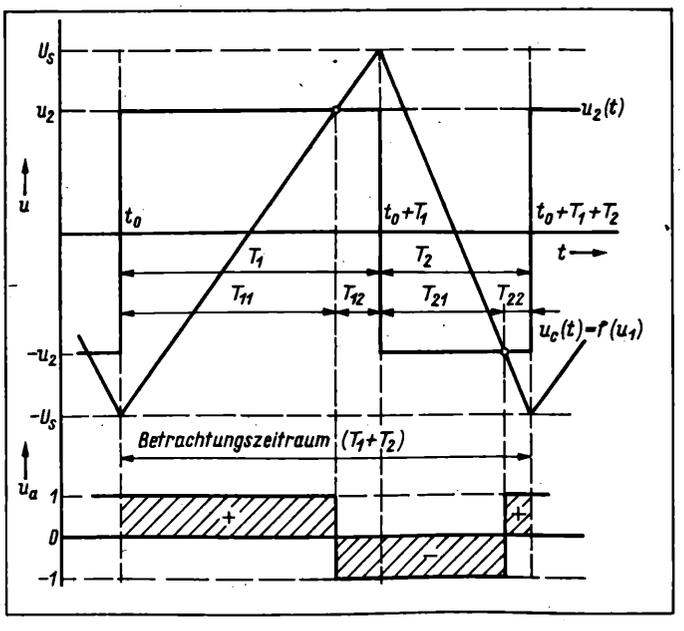


Bild 9. Signalverläufe beim Impulsbreiten-Doppelmodulationsverfahren – Variante a



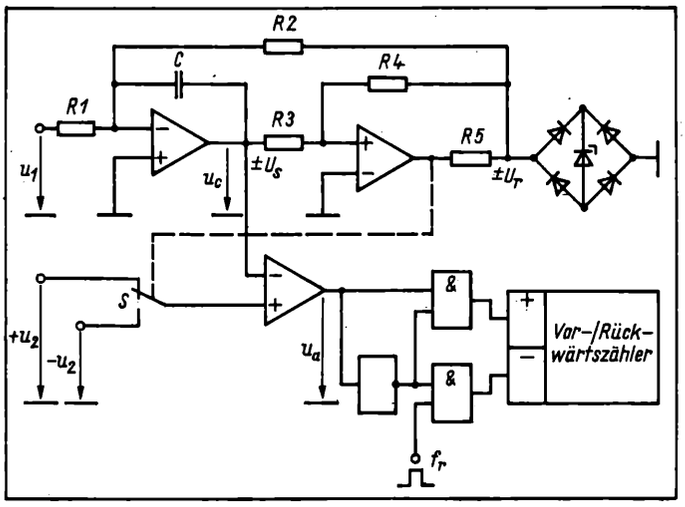


Bild 10. Grundschaltung zum Impulsbreiten-Doppelmodulationsverfahren — Variante a

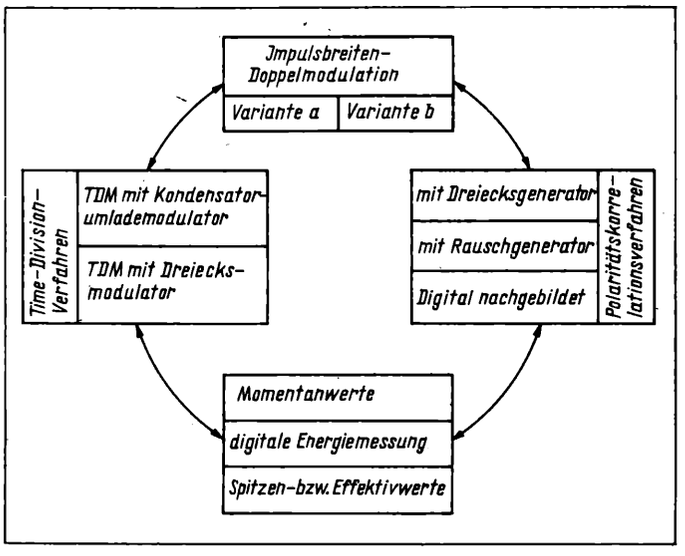


Bild 11. Energiemeßverfahren mit Zeitdiskretisierung

bei Verwendung von Abtast-Halteschaltungen eine mit dem asynchronen Momentanwertverfahren fast identische Funktionsgleichung.

Der schaltungstechnische Aufwand zur Realisierung der digitalen Energiemessung nimmt in Richtung des Impulsbreiten-Doppelmodulationsverfahrens ab, während die Eignung zur Energiemessung von Signalen höherer Frequenz in umgekehrter Richtung zunimmt.

Mit dem Impulsbreiten-Doppelmodulationsverfahren können die Forderungen der Standards für Elektroenergiezähler bezüglich der Meßgenauigkeit gut erfüllt werden. Wegen der geringsten Zahl elektronischer und der höchsten Zahl in einem Schaltkreis integrierbarer Bauelemente ist es möglich, die höchste Zuverlässigkeit zu erreichen. Bei diesem Verfahren ist die Zahl der benötigten Referenzelemente sehr klein, womit wenige Bauelemente die Langzeitstabilität beeinflussen. Das Impulsbreiten-Doppelmodulationsverfahren ist somit für den Ersatz des Ferrarimotors in Elektroenergiezählern am besten geeignet.

Literatur

[1] Firmenschrift: Solid State Single Phase Meter. Landis & Gyr Zug AG

[2] *Petr, J.; Popovic, R.; Seitz, T.* (Landis & Gyr AG): Anordnung zur Messung elektrischer Leistung. DE-OS-37 02 344 A1. 27. 1. 1987

[3] *Hein, L.*: Sachstand elektronischer Haushaltzähler in Frankreich. Elektrizitätswirtschaft 84 (1985) 9, S. 333–335

[4] *Ehrenstrasser, G.*: Elektronische Leistungs- und Energiemessung. E + M 86 (1969) 9, S. 361–366

[5] *Schwendtner, M.; Steinmüller, G.*: Elektronischer KWh-Zähler hoher Genauigkeit. Siemens Zeitschrift 45 (1971) 10, S. 671–676

[6] *Bittner, H.*: Elektronischer Energiezähler für Haushaltabnehmer. Dissertation A. IH Zittau 1986

[7] *Moore, A. D.*: Polarity coincidence correlation method and apparatus for measuring electrical energy. US 34 70 371

[8] *Eggert, A.*: Die programmiertechnische Überprüfung einer technischen Hypothese. Diplomarbeit. E.M.A. Universität Greifswald 1984

Fortsetzung auf Seite 102

Modulares Konzept eines elektronischen Energiezählers (EEZ)

V. Schulz, KDT, Oranienburg; E. Pilz, KDT, Zittau

Verwendete Formelzeichen und Abkürzungen

f_r	relativer Fehler
k	konstanter Faktor
n	ganze Zahl
$p\,(t)$	Momentanleistung
t	Zeit
Δt	Zeitdifferenz
$u_i\,(t)$	stromproportionales Signal
$u_u\,(t)$	spannungsproportionales Signal
$z\,(t)$	binäres Signal
A_L	A_L-Wert
C	Komparator
N	Windungszahl
P	Wirkleistung
Q	Blindleistung
R_B	Bürde
R_W	Wicklungswiderstand
S	Scheinleistung
T	Zeitintervall
U_I	Mittelwert des stromproportionalen Signals
U_u	Mittelwert des spannungsproportionalen Signals
W	Energie
X	Signal, allgemein
λ	Ausfallrate
ω	Kreisfrequenz

Die Entwicklung einer neuen Generation elektrischer Energiezähler [1] muß folgenden allgemeinen Bedingungen genügen:

- Weitestgehende Modularität, die die Weiterentwicklung bestimmter Teilkomponenten ebenso gestattet wie die Erweiterung der Produktpalette
- Schnittstellen, die neben der Zählerfernauslesung auch eine unterschiedliche Bewertung der Zählerergebnisse (Tarifsystem) gestatten
- Hoher Integrationsgrad der elektronischen Komponenten, um eine große Zuverlässigkeit zu erreichen.

Im weiteren soll das modulare Konzept eines elektronischen Wchsel- und Drehstromzählers vorgestellt werden, welches diesen Bedingungen entspricht und damit die Voraussetzung für eine zukünftige Zählerentwicklung darstellt.

1. Entwicklungsforderungen für ein elektronisches Leistungs-/Energiemeßsystem

Wegen der besonderen ökonomischen Beziehungen zwischen der Energieversorgung als Verteiler und Verkäufer und dem Tarifabnehmer als dessen Verbraucher hat der dem Verkauf dienende Elektrizitätszähler gesetzlichen Eichvorschriften zu genügen. Zugleich mit einem hohen technischen Niveau bei der Leistungs-/Energiemessung entwickelte sich mit der Energiezähltechnik auf nationaler und internationaler Ebene ein Komplex von Vorschriften und Empfehlungen [2] [3] [4] [5]. Dabei enthalten die Vorschriften im wesentlichen die

- metrologischen Forderungen, denen ein Zähler genügen muß und
- Prüfbedingungen zur Messung der technischen Parameter.

Da elektronische Energiezähler denselben allgemeinen Umweltbedingungen unterliegen wie elektromechanische Zähler, gibt es in den metrologischen Forderungen eine weitestgehende Übereinstimmung.

Dipl.-Ing. *Volker Schulz* war bis 1988 wissenschaftlicher Assistent an der TH Zittau und ist seitdem Entwicklungsingenieur im VEB EK Potsdam, Zählerreparaturwerk Oranienburg. Dr.-Ing. *Ekkehard Pilz* ist wissenschaftlicher Oberassistent an der Technischen Hochschule Zittau, Sektion Elektroenergieversorgung und Anlagenautomatisierung.

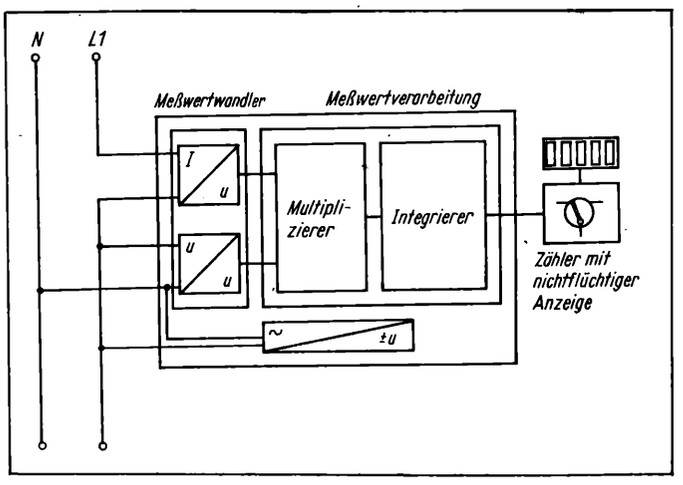


Bild 1. Elektronischer Energiezähler als Meßkette

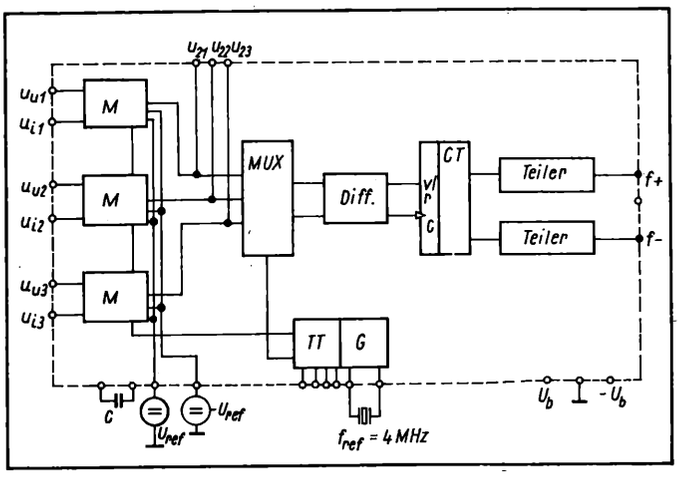


Bild 2. Kundenspezifischer Leistungs-Frequenzwandler-Modul

Stellt man den elektronischen Energiezähler als Meßkette dar (Bild 1), so werden die Qualitätsanforderungen durch die einzelnen Funktionsgruppen (Module) und ihr Zusammenwirken bestimmt. Danach hat das Meßwertverarbeitungsteil die von den Wandlern kommenden Größen $u\,(t)$ und $i\,(t)$ miteinander zu multiplizieren und über einen Quantisierer (Kurzzeitintegration), der die Leistungsmeßgröße in Arbeitsquanten ΔW in Form von Impulsen wandelt, einem Impulszähler zuzuführen, welcher die Impulse summiert (Langzeitintegration).

An den Verarbeitungsteil werden dabei folgende Forderungen gestellt:

- Geringe Meßunsicherheit über einen weiten Lastbereich und unter verschiedenen Einflußgrößen
- Eichfähigkeit
- sehr gute Langzeitstabilität
- hohe Zuverlässigkeit
- hohe Festigkeit gegen elektromagnetische Einflüsse
- Datenrettung bei Netzausfall.

Die Meßgenauigkeit für einen Elektrizitätsfehler der Klasse 2 wird derzeit noch durch [6] festgelegt, wobei der zulässige relative Fehler auf den jeweiligen Meßwert bezogen wird. Das bedeutet z. B. für einen Zähler der Klasse 2 und einen geforderten Dynamikbereich von 1:120 (10/60 A) am 5 %-Lastpunkt einen maximalen relativen Fehler von $f_{\mathrm{rmax}} = +\,2{,}1 \cdot 10^{-4}$ bezogen auf den Grenzstrom. Untersuchungen an elektronischen Haushaltzählern [7] zeigen jedoch, daß die erzielten Meßunsicherheiten wesentlich kleiner sind, als die ausgewiesene Klassengenauigkeit zuläßt. Bei internationalen Zählerproduzenten wird u. a. in dieser Form das Problem der Langzeitstabilität berücksichtigt, indem trotz hoher Genauigkeit der Zähler bei der Typprüfung die für Haushaltzähler geforderten Fehlergrenzen beibehalten werden. Reduziert man die Fehlergrenzen, so wären die Forderungen bezüglich der Stabilität und des Langzeitverhaltens von statischen Zählern beträchtlich höher als für die entsprechenden elektromechanischen Zähler derselben Klasse. Die Forderung nach Eichfähigkeit ergibt sich aus den bei der Herstellung auftretenden Fertigungstoleranzen, die eine Einhaltung der Klassengenauigkeit nicht garantieren. Andererseits muß die infolge der Betriebsbelastung auftretende Alterung korrigierbar sein. Ein besonderer Vorteil elektronischer Energiezähler ist durch den Abgleich in einem Punkt gegeben. Das erfordert allerdings eine für den geforderten Meßbereich ausreichende Linearität der Gesamtschaltung. Eine weitere Besonderheit bei Energiezählern ist die Existenz einer Anlaufschwelle, bei deren Überschreitung erst ein Zählvorgang ausgelöst werden darf. Bei Netzausfall ist eine Datenrettung des bisherigen Energieverbrauchs, z. B. durch ein Rollenzählwerk, erforderlich. Der Einsatz einer elektronischen Anzeige, LDC oder LED, erfordert bei Netzausfall eine elektronische Zwischenspeicherung (EEPROM), die aber derzeit eine Zuverlässigkeitsminderung bewirkt. Die Verwendung eines Rollenzählwerks wird somit auch zukünftig noch die zuverlässigere Lösung sein. Bei Drehstromzählern muß darüber hinaus die Funktionsfähigkeit auch dann gegeben sein, wenn zwei Leiter des Netzes gestört sind.

Besonders kritisch ist das Verhalten elektronischer Energiezähler bei äußeren elektrischen und elektromagnetischen Einflüssen zu bewerten. So sind Impulsüberspannungen von einigen Kilovolt und Kurzschlußströme bis zum 50fachen des Grenzstroms vom Meßteil abzuhalten. Das erfordert komplexe Maßnahmen zur Verbesserung der elektromagnetischen Verträglichkeit. Die Forderung nach einer hohen Zuverlässigkeit ergibt sich aus der großen Zahl von Einsatzfällen mit etwa 9 Millionen Stück in der DDR (Dreh- und Wechselstromzähler). Auf Grund eines nach oben begrenzten Instandsetzungsaufwandes wird eine mittlere Ausfallrate von $\lambda = 10^{-7}\,\mathrm{h}^{-1}$ gefordert.

Im weiteren soll ein modulares Leistungs-/Energiemeßsystem vorgestellt werden, das den obengenannten Forderungen genügt und für vielfältige Aufgaben aus dem Bereich der Leistungs-/Energiemessung Verwendung finden kann.

2. Modulares elektronisches Leistungs-/Energiemeßsystem

2.1. Meßsignalverarbeitung

Seit den 60er Jahren wird intensiv an der Vervollkommnung elektronischer Signalverarbeitungsschaltungen zur Leistungs-/Energiemessung gearbeitet [1] [8] [9]. Eigene Untersuchungen auf diesem Gebiet führten zur Entwicklung eines modifizierten Time-Division-Multiplizierers [8], der jedoch ein binäres, impulsbreitenmoduliertes Signal für eine digitale Weiterverarbeitung (Kurzzeitintegration) erzeugt. Er besteht aus einem Dreiecksmodulator, dessen Auf- und Abintegrationszeiten durch das der Netzspannung proportionale Meßsignal gesteuert wird, s. [10, Bild 10]. Das modulierte Dreiecksignal wird über einen Komparator C mit dem verbraucherstromproportionalen Meßsignal $u_{\mathrm{I}}\,(t)$ verglichen. Das Komparatorausgangssignal stellt damit ein binäres Signal dar, dessen zeitliche Mittelung über einen getakteten Vor-/Rückwärtszähler möglich ist. Die Linearität des Multiplizierers wird wesentlich bestimmt durch die

- Kurzzeitstabilität des Millerintegrierens über eine Integrationsperiode
- Dreiecksmodulatorfrequenz (etwa 2 kHz)
- Modulationsgrad des Dreieckmodulators (etwa 0,2)
- Langzeitstabilität der Referenzelemente
- Beherrschung der Offsetkomponenten.

Zur Minimierung des Offsetfehlers im Multiplizierer dient ein Ausmittlungsverfahren, das auf der Basis einer zyklischen Invertierung eines Multipliziereingangssignals und dem Ausgangssignal arbeitet. Der Multiplizierer hat über einen Dynamikbereich von 1:120 einen Linearitätsfehler von $f_{\mathrm{r}} = \pm\,0{,}2\,\%$ und ist damit gut geeignet, die Forderungen für einen Haushaltzähler der Klasse 2 zu erfüllen. Die Kurzzeitintegration wird über einen getakteten Vor-/Rückwärtszähler realisiert, dem eine Kompensationsschaltung zur Unterdrückung eines Leerlauffehlers im Zähler nachgeschaltet ist. Die Kompensationsschaltung hat zwei Übertragsausgänge, die in Abhängigkeit von der Energieflußrichtung eine leistungsproportionale Impulsfrequenz abgeben. Die vorgestellten Komponenten sind Bestandteil eines Konzepts für einen kundenspezifischen Schaltkreis zur Leistungs-Frequenz-Wandlung (Bild 2), die im weiteren für ein modulares Leistungs-/Energiemeßsystem Verwendung finden soll.

2.2. Dreh- und Wechselstromzähler mit kundenspezifischem Schaltkreis

Bild 3 stellt den Aufbau eines elektronischen Drehstromelektrizitätszählers mit energieflußrichtungsabhängiger Zählung dar.

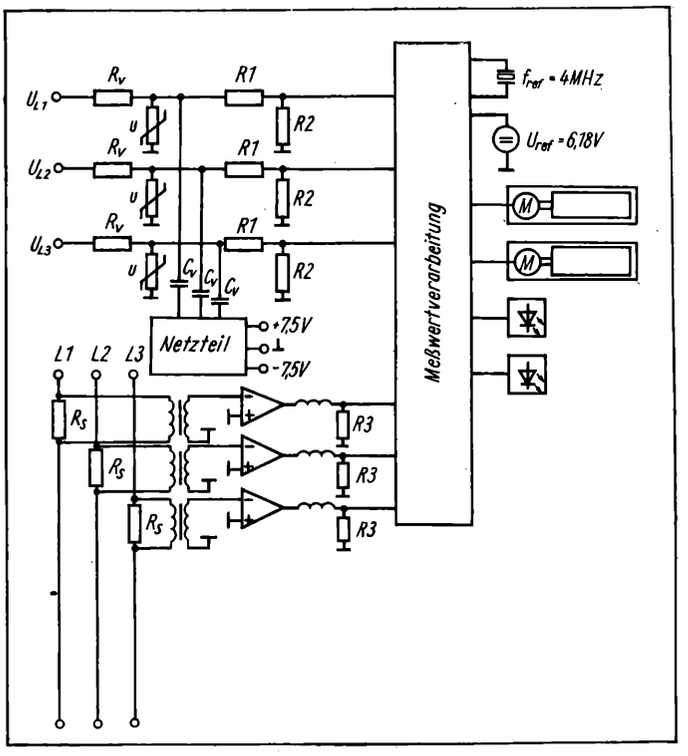


Bild 3. Elektronischer Drehstromzähler mit energieflußrichtungsabhängiger Zählung

Zur Meßwertverarbeitung findet der im Abschn. 2.1. beschriebene Leistungs-Frequenzwandler-Modul Verwendung.
Ergänzt man den getakteten Vor-/Rückwärtszähler durch einen programmierbaren Teiler, so ist die Möglichkeit einer Tarifumschaltung gegeben. Das erfordert jedoch einen galvanisch getrennten Impulsumformer, der die über das Energienetz oder von Schaltuhren gesendeten Impulse verarbeiten kann (Bild 4).
Durch Kopplung des elektronischen Energiezählers über einen Impulsausgang mit einer Energieverrechnungseinheit ist die Protokollierung der Leistungsaufnahme eines Verbrauchers und damit die Installation leistungsabhängiger Tarife möglich (Bild 5). Bild 6 zeigt den Aufbau eines Wechselstromzählers als abgerüstete Variante des Drehstromzählers.
Die Eigenschaften des Gesamtsystems werden durch die technischen Parameter der einzelnen Komponenten bestimmt. Betrachtet man z. B. den zulässigen Fehler von $f_{\mathrm{rmax}} = \pm 2\,\%$ für Haushaltzähler, so muß davon ausgegangen werden, daß der tatsächliche Fehler unter Berücksichtigung der verschiedensten Einflußgrößen — insbesondere der Alterung — etwa nur $\pm 0{,}5\,\%$ betragen darf. Das heißt, der zulässige Gesamtfehler von $\pm 0{,}5\,\%$ kann sich entsprechend der Fehlergleichung (1) auf die Teilkomponenten des Systems aufteilen.

$$\frac{\Delta W}{W} = \frac{\Delta U}{U} + \frac{\Delta I}{I} - \frac{\sin \Delta\varphi}{\cos \Delta\varphi} + \frac{\Delta t}{t} \tag{1}$$

Dabei entsteht ein Betrags- und Phasenfehler sowie bei der Leistungs-Frequenz-Wandlung (Quantisierung) ein Zeitfehler. Bei der Entwicklung der Teilkomponenten ist darauf zu achten, daß der resultierende Gesamtfehler bei $f_{\mathrm{rmax}} = \pm 0{,}5\,\%$ liegt und die Langzeitdrift der Referenzelemente eine minimale Nacheichfrist von 10 bis 15 Jahren gestattet. Als Referenzelemente werden dabei die Elemente der Meßwertverarbeitung des elektronischen Energiezählers verstanden, die durch ihre Alterung die Drift der Zählerkonstante und damit die Empfindlichkeit bestimmen. Als Spannungswandler ist ein ohmscher Spannungsteiler in Dickschichttechnik vorgesehen, Bei einem Spannungsteilerverhältnis von 1:200 und einem zulässigen Querstrom von 440 µA erhält man einen Gesamtwiderstand von 0,5 MΩ und über R_2 einen Nennspannungsabfall von $U_{\mathrm{unenn}} = 1{,}1$ V. Der Spannungsteiler sollte über R_1 kapazitiv kompensiert sein, da die kapazitive Belastung durch das Meßteil einen zusätzlichen Phasenfehler erzeugt. Aus diesen technischen Daten ergibt sich eine spannungsseitige Leistungsaufnahme von 0,1 VA. Um das geforderte Wandlerverhalten innerhalb des Toleranzbereiches von etwa $f_{\mathrm{u\text{-}wandler}} = \pm 0{,}1\,\%$ und mit einem Tk_{r} von ± 25 ppm realisieren zu können, ist eine kundenspezifische Fertigung des Spannungswandlers notwendig.
Als Stromwandler ist ein konventioneller Ringkernstromwandler bzw. für höhere Genauigkeitsforderungen ein fehlerkompensierter Stromwandler einsetzbar. Aus der Stromwandlergleichung für einen konventionellen Ringkernstromwandler Gl. (2), ergibt sich, daß

$$\frac{\underline{I}_{\mathrm{P}}}{\underline{I}_{\mathrm{S}}} = \frac{N_{\mathrm{S}}}{N_{\mathrm{P}}} - \frac{(R_{\mathrm{W}} + R_{\mathrm{S}})}{\mathrm{j}\,\omega\, N_{\mathrm{S}} N_{\mathrm{P}} A_{\mathrm{L}}} \tag{2}$$

ein Stromwandlerkern mit großem A_{L}-Wert (> 3000 nH/w²), einer großen Sekundärwindungszahl N_{S} und eine kleine Bürde $R_{\mathrm{B}} = 10\,\Omega$ notwendig ist, um einen relativen Fehler unter $f_{\mathrm{max\,r}} = 0{,}2\,\%$ zu erhalten. Zur Weiterverarbeitung des sehr kleinen Stromwandlermeßsignals ist ein hochstabiler Verstärker erforderlich.
Da der Multiplizierer das dem Verbraucherstrom I_{v} proportionale Signal U_{I} auch als invertiertes Signal benötigt, wird die im Bild 7 gezeigte Anordnung gewählt. Um äußere elektromagnetische Einstrahlungen zu unterdrücken, ist auf eine symmetrische Bewicklung der Sekundärwicklung zu achten. Als Bürdenwiderstände sind zwei auf einem Glassubstrat befindliche Dickschichtwiderstände von 10 Ω vorgesehen. Eine dem Sekundärkreis des Wandlers beaufschlagte elektromagnetische Komponente als Gleichtaktsignal mittelt sich damit bei der anschließenden Signalverarbeitung heraus. Dem Vorteil des einfachen und billigen Aufbaus steht eine komplizierte technologische Fertigung und eine drift- und offsetfreie Verstärkung des Stromwandlersignals gegenüber. Als gute Lösung bietet sich ein fehlerkompensierter Stromwandler mit Shunt (s. Bild 3) an.

2.3. Blindleistungszählung

Die Blindleistung ist definiert als

$$Q = S \sin \varphi, \tag{4}$$

wobei über die trigonometrische Beziehung

$$\sin \varphi = \cos (\varphi - 90°) \tag{5}$$

die Sinusfunktion auf die Kosinusfunktion zurückgeführt werden kann. Erzwingt man eine 90°-Phasenverschiebung zwischen Strom

Bild 4. Tarifzähler

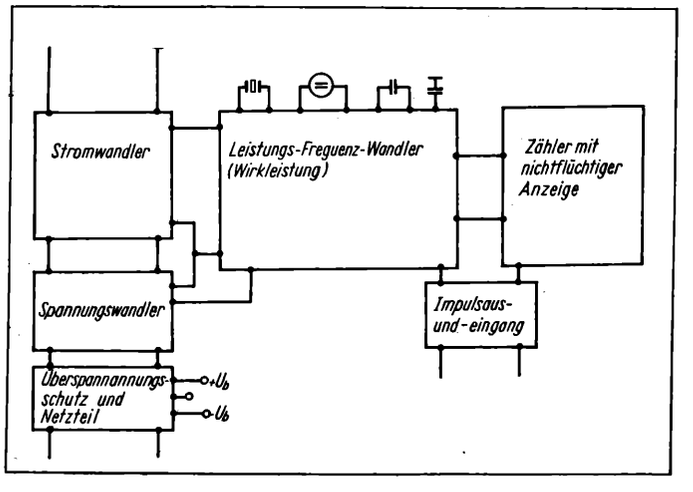
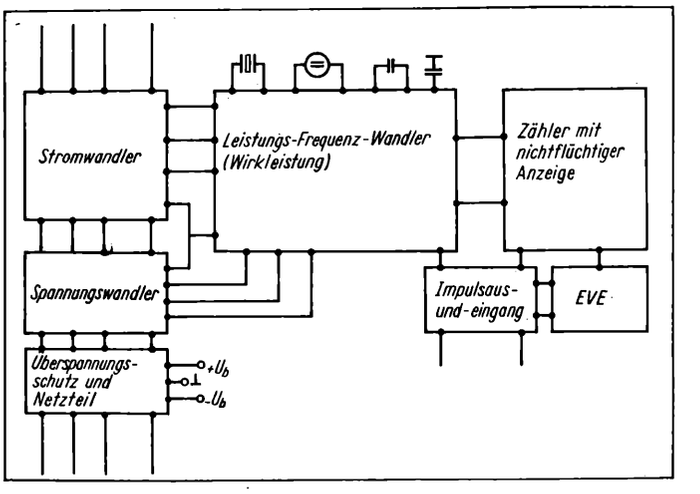


Bild 5. Elektronischer Drehstromzähler mit Energieverrechnungseinheit



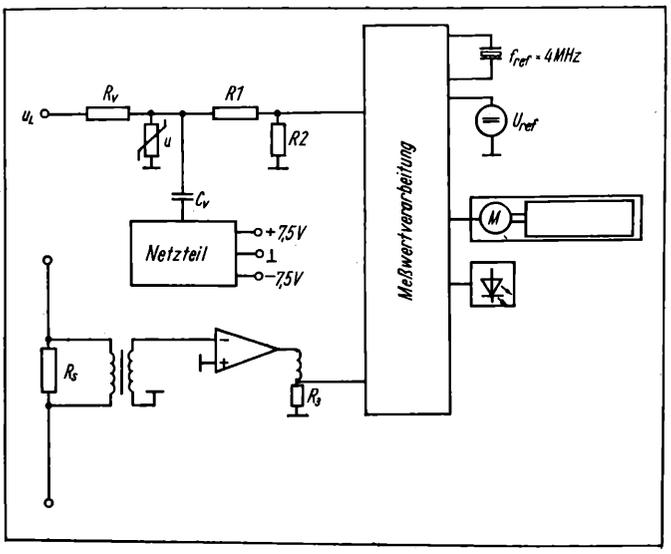


Bild 6. Elektronischer Wechselstromzähler

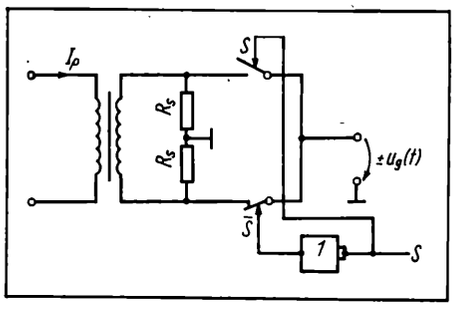


Bild 7
Ringkernstromwandler mit bipolarem Ausgangssignal

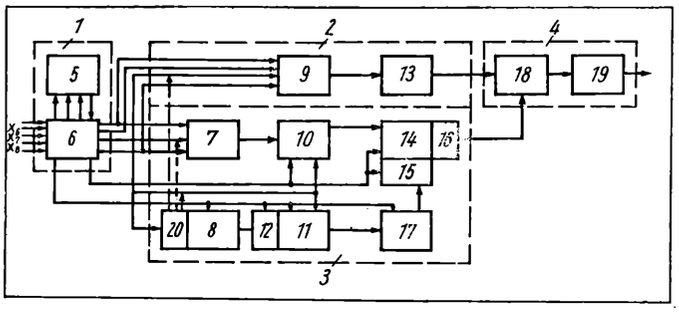
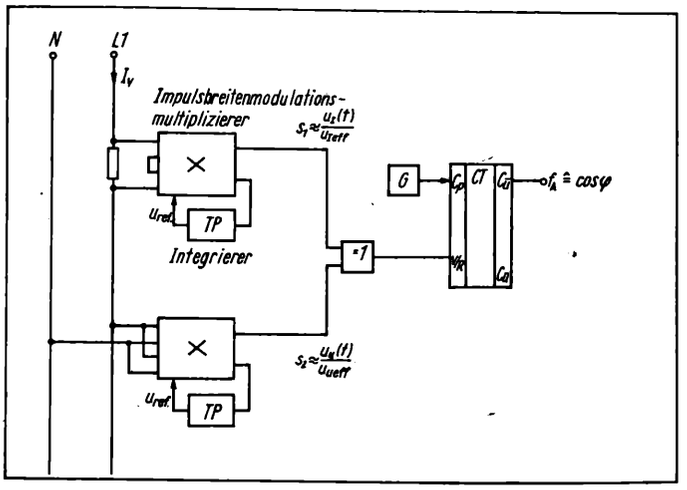


Bild 8. Blockschaltbild eines elektronischen Blindleistungszähler
1 Steuerblock
2 Verarbeitungsblock 1
3 Verarbeitungsblock 2
4 Impulsverknüpfung
5, 7, 9 Vor-/Rückwärtszähler
6 Eingangssignalverarbeitung
8, 17 Vorwärtszähler
10 Rückwärtszähler
11 programmierbarer Teiler
12 Zwischenspeicher
16, 19 Teiler
18 Impulsaddition

Bild 9. Leistungsfaktormessung



und Spannung, so kann die Blindleistungsmessung durch eine Wirkleistungsmessung realisiert werden. International wird dazu entweder eine 90°-Phasenverschiebung der Netzspannung über ein Phasendrehglied vorgenommen oder durch Nutzung der um 90° phasenverschobenen verketteten Spannung eine Transformation erreicht. Die sich aus diesen Grundprinzipien ableitenden Schaltungsvarianten können zwar mit einem sehr geringen Schaltungsaufwand erreicht werden, ihre Genauigkeit wird jedoch durch Netzparameter, wie Frequenz und Spannungsunsymmetrie, begrenzt. Eine Alternative dazu stellt das in [11] und [12] dargestellte Blindleistungsmeßverfahren dar, das auf der Beziehung

$$Q = k \int_{\frac{n\pi-\varphi}{\omega}}^{\frac{n\pi}{\omega}} [P - p(t)]\,\mathrm{d}t \tag{6}$$

beruht. Eine entsprechende Realisierungsvariante auf der Basis des modifizierten Time-Division-Multiplizierers ist im Bild 8 dargestellt. Diese Schaltungskonfiguration stellt einen echten Vierquadranten-Multiplizierer dar, da neben der Wirkleistungszählung zwischen kapazitiver oder induktiver Blindleistung unterschieden wird. Die Leistungsmessung arbeitet unabhängig von der Energieflußrichtung.

Das Verfahren benötigt einen zusätzlichen getakteten Vor-/Rückwärtszähler (5), der mit dem Hysteresekomparatorsignal *X6* des Dreieckmodulators so gesteuert wird, daß er das vom TD-Multiplizierer kommende impulsbreitenmodulierte Signal *X7* über jeweils eine Dreiecksperiode mit einem Referenztakt *X8* auszählt und mittelt. Es ergibt sich ein der Momentanleistung $p(t)$ proportionales digitales Signal, aus dem Steuersignale *X1*, *X3*, *X5* gewonnen werden, die für den Integrationsvorgang gemäß (6) von Bedeutung sind.

2.4. Leistungsfaktormessung

Eine weitere für den Betrieb elektrischer Netze wesentliche physikalische Größe ist der Leistungsfaktor cos φ. Er ergibt sich aus (7)

$$\cos\varphi = \frac{P}{S} \tag{7}$$

und erfordert in jedem Falle eine Messung der Scheinleistung. Zu deren Bestimmung ist jedoch die Blindleistung Q gemäß (8)

$$S = (Q^2 + p^2)^{1/2} \tag{8}$$

oder eine echte Effektivwertmessung von Strom und Spannung gemäß (9)

$$S = U \cdot I \tag{9}$$

erforderlich.

Damit sind umfangreiche arithmetische Berechnungen notwendig, deren Realisierung einen hohen technischen Aufwand bedingen. Eine Alternativlösung ist im Bild 9 dargestellt. Sie beruht auf folgendem Prinzip:

Liegt an beiden Eingängen eines modifizierten TD-Multiplizierers das Signal $u(t)$ an, so ergibt sich das Quadrat $u^2(t)$ des Eingangssignals. Integriert man das Multiplikationssignal über eine Periode der Netzfrequenz, so ergibt sich eine Gleichspannung, die als Referenzspannung verwendet werden kann. Diese Schaltungskonfiguration stellt einen Regelkreis dar, der am Hysteresekomparator des Dreieckgenerators ein Signal generiert, dessen Tastverhältnis (10) entspricht.

$$\frac{T_1 - T_2}{T_1 + T_2} = k_1 \frac{u_u(t)}{U_{ueff}}. \tag{10}$$

Einem zweiten derartig modifizierter Multiplizierer wird die dem Verbraucherstrom proportionale Meßgröße $u_i(t)$ zugeführt, und man erhält (11)

$$\frac{T_1 - T_2}{T_1 + T_2} = k_2 \frac{u_I(t)}{U_{Ieff}}. \tag{11}$$

Unter der Voraussetzung, daß beide Dreiecksgeneratoren statistisch unabhängig voneinander arbeiten, ergibt die Multiplikation der binären Multipliziererausgangssignale über eine Antivalenzverknüpfung ebenfalls ein binäres Signal mit dem Parameter $z(t)$ gemäß (12).

$$z(t) = k_1 k_2 \frac{u_u(t)\, u_I(t)}{U_{ueff}\, U_{Ieff}} \tag{12}$$

Die zeitliche Mitteilung dieses Signals über einen getakteten Vor-/Rückwärtszähler erzeugt eine Impulsfolge, die dem Leistungsfaktor cos φ proportional ist.

3. Schlußfolgerungen

Der Beitrag zeigt die konzeptionelle Lösung zur Realisierung eines modularen Leistungs-/Energiemeßsystems für Tarifabnehmer und Großabnehmer. Der vorgeschlagene Lösungsweg entspricht internationalen Forderungen bezüglich seiner Modularität und bildet damit eine Voraussetzung für ein breites Typensortiment elektronischer Energiezähler für Dreh- und Wechselstrom.
Eine Erzeugnisentwicklung setzt die Kenntnis vieler technologischer Teilprozesse zur Produktion der Module und ihren Einfluß auf das Endprodukt voraus, um den hohen Anforderungen bezüglich der Zuverlässigkeit und Langzeitstabilität gerecht werden zu können.
Die Lösung vieler Fragen im Zusammenhang mit der notwendigen Entwicklung und Fertigung von Spezialbaugruppen, z. B. dem kundenspezifischen Schaltkreis zur Meßwertverarbeitung sowie der Strom- und Spannungswandlerbaugruppe, wird entscheidend die Qualität des Enderzeugnisses mitbestimmen.

Literatur

[1] *Schulz, V.; Muschick, E.:* Entwicklung und Tendenzen im Zählerwesen ELEKTRIE, Berlin 44 (1990) 3, S. 85–87
[2] IEC 514: Annahmeprüfung von Wechselstromwattstundenzählern der Klasse 2
[3] IEC 521: Wechselstromwattstundenzähler der Klasse 0,5; 1 und 2
[4] IEC 687: Elektronische Zähler – Metrologische Vorschriften für die Klassen 0,2S und 0,5S
[5] IEC Entwurf: Statischer Wattstundenzähler für Wechselstrom (Klasse 1 und 2)
[6] TGL-RGW 1108/87: Einphasen- und Mehrphasen-Induktions-Wirkenergie-Zähler; Technische Forderungen
[7] *Kammrath, H.:* Metrologische Untersuchungen an Statischen Elektrizitätszählern. Großer Beleg. TH Zittau, Sektion Elektroenergieversorgung und Anlagenautomatisierung, 1989
[8] *Bittner, H.:* Elektronischer Energiezähler für Haushaltabnehmer. Dissertation A. TH Zittau, Sektion Elektroenergieversorgung und Anlagenautomatisierung, 1986
[9] *Brückner, M.:* Der Einzug der Elektronik auf dem Gebiet der Haushaltelektrizitätszähler. Elektrizitätswirtschaft 87 (1988) 19, S. 889–893
[10] *Bittner, H.:* Moderne elektronische Energiemeßverfahren. ELEKTRIE, Berlin 44 (1990) 3, S. 87–91
[11] *Rähder, C.:* Grundlagenuntersuchung sowie applikative Bereitstellung von Lösungsvarianten zur Blindleistungsmessung. Diplomarbeit. TH Zittau, Sektion Elektroenergieversorgung und Anlagenautomatisierung, 1988
[12] *Kuligowski, G.:* Einrichtung zum gleichzeitigen Messen von Augenblicks-, Wirk- und Blindleistung bei Frequenzen bis 10 kHz. Siemens-Zeitschrift 46 (1972) 10, S. 812–814

EA 6105

Wir reparieren und modifizieren für Sie

folgende Erzeugnisse des Kombinates EAW:

– Elektronische Zeitrelais
Typenreihen: 2 TZ 11 ··· 61
6 TZ 50 ··· 72
ZA 20 ····· 31
KR 15 ····· 26
ZW 20/21
ZT 20 ····· 26
ZS 10

– Schaltgeräte
Typenreihen: ER 250 ··· 2500 A
ES 100 ··· 630 A
EVS 160 ··· 630 A
ENL 63 ··· 1000 A

Wir bitten um telefonische Voranmeldung.

Ihr EAW-Service
PGH des Elektrohandwerkes
„7. Oktober"
Bahnhofstraße 43
Oelsnitz/E., 9156
Tel.: 478

Stromwandlerkonzepte für elektronische Energiezähler

E. Pilz, KDT, Zittau

Verwendete Formelzeichen und Abkürzungen

n_1	Primärwindungszahl
n_2	Sekundärwindungszahl
n_3	Tertiärwindungszahl
$\underline{v}$	komplexe Verstärkung
A_L	A_L-Wert
$\underline{I}_1$	Primärstrom
$\underline{I}_2$	Sekundärstrom
R	Widerstand
R_0	Meßwiderstand
R_S	Parallelwiderstand
$\underline{U}_2$	Sekundärspannung
U_0	Offsetspannung
ω	Kreisfrequenz

Die Realisierung elektronischer Energiezähler erfordert eine Anpassung der im jeweiligen Anwendungsfall gegebenen Ströme und Spannungen an die von der Elektronik zu verarbeitenden Größen. Während die Spannungswandlung in Wechsel- und Drehstromzählern für Haushalt- und Industrieabnehmer durch den Einsatz temperaturkompensierter und langzeitstabiler ohmscher Spannungsteiler relativ unproblematisch ist, unterscheiden sich die an die Stromwandler zu stellenden Anforderungen sehr stark von den an konventionelle und nichtkonventionelle Wandler für allgemeine Anwendungsfälle [1] gestellten Bedingungen. Diese resultieren im wesentlichen aus folgenden Forderungen:

- Hohe Genauigkeit (etwa 0,1 bis 0,5 % vom Meßwert) über einen großen Dynamik- (mindestens 0,1 bis 60 A) und Temperaturbereich (– 15° bis 45 °C)
- geringer Eigen- und Hilfsenergieverbrauch (max. 1 W bei Grenzlast)
- Blitzspannungsfestigkeit und Überlastbarkeit
- geringes Volumen und Masse
- einfacher technologischer Aufbau, um eine rationelle Massenfertigung zu garantieren.

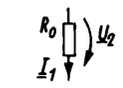
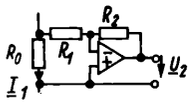
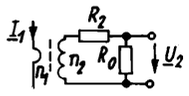
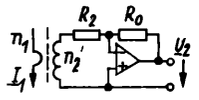
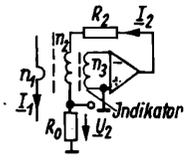
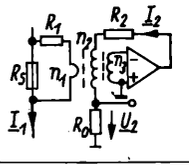
Die Auswahl eines geeigneten Stromwandlers wird sehr stark vom verwendeten Multiplikationsverfahren beeinflußt, da Wandler und Multiplikatoren in elektronischen Energiezählern meist eine Einheit darstellen. Hauptauswahlkriterien sind insbesondere:

- Größe der benötigten Eingangsspannung für den Multiplikator
- Notwendigkeit der galvanischen Trennung des Strompfades vom Spannungspfad
- die sich ergebende Offsetspannung
- Integrationsfähigkeit der Elektronik
- erreichbare Genauigkeit
- technologischer Aufwand.

Die derzeit gebräuchlichsten Leistungs- bzw. Energiemeßverfahren lassen eine Zweiteilung in bezug auf den benötigten Eingangspegel zu. Während das Transkonduktanzverfahren, Multiplikatoren auf der Basis des Hall-Effektes (Direct-Field-Sensor) und magnetoresistiver Brückenanordnungen mit Spannung im mV-Bereich auskommen bzw. direkt durch ein magnetisches Feld beeinflußt werden können, sind zur Ansteuerung digitaler Multiplikationsverfahren, dem Polarisations-Korrelationsverfahren und dem Time-Divisions-Verfahren Steuerspannungen im V-Bereich notwendig.
Somit verbietet sich für letztere der Einsatz konventioneller Wandler bzw. die Ansteuerung mittels über Shunts abgegriffener Signale. Im weiteren sollen einige Möglichkeiten der Anpassung des Strompfades, sowohl mit als auch ohne galvanischer Trennung im Zusammenhang mit dem Einsatz in elektronischen Energiezählern dargestellt werden.

Dr.-Ing. *Ekkehard Pilz* ist wissenschaftlicher Oberassistent an der Technischen Hochschule Zittau, Sektion Elektroenergieversorgung und Anlagenautomatisierung.

Tafel 1. Stromwandlerprinzipien für EEZ

	Prinzip	Vorteil	Nachteil	Einsatz mit
2.1. Direkte Anpassung mittels Shunt		einfacher Aufbau offsetfrei	Speziallegierung notwendig	Transkonduktanzverf. Direct-Field-Sensor
2.2. Shunt mit Verstärker		einfacher Aufbau	relativ großer Offset	DT-Verfahren digitale Meßverfahren
2.3. Konventioneller Wandler mit Ferritkern		Potentialtrennung offsetfrei	relativ großer Fehler	Transkonduktanzverf.
3.1. Konventioneller Wandler mit Verstärker		Potentialtrennung	Offset und Fehler relativ groß	TD-Verfahren digitale Meßverfahren
3.2. Nullflußwandler		Potentialtrennung große Genauigkeit	großer Aufwand offsetfrei	TD-Verfahren digitale Meßverfahren
3.3. Nullflußwandler mit Shunt		Potentialtrennung Überlastsicherheit und Offset geringe Windungszahl	großer Aufwand und Offset	TD-Verfahren digitale Meßverfahren

1. Konventionelle Möglichkeiten

1.1. Direkte Anpassung mittels Shunt

Die Anwendung eines Shunts im Strompfad ist nur bei allen kleine Steuerspannungen benötigenden Multiplikationsverfahren möglich, da ansonsten bei angestrebten Grenzströmen von 60 A Verlustleistungen in der Größenordnung von 100 W auftreten würden. Von nicht zu unterschätzendem Vorteil ist jedoch der äußerst einfache Aufbau und die Offsetfreiheit des Meßsignals (Tafel 1).

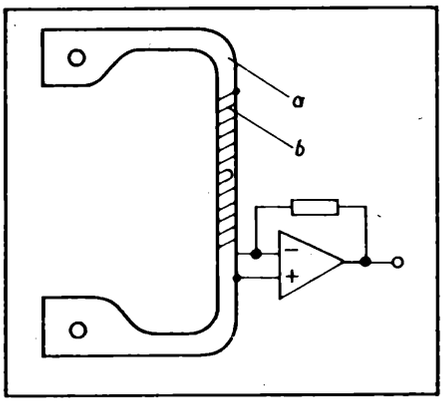
1.2. Shunt mit Verstärkerstufe

Insbesondere bei der Anwendung des Time-Divisions-Verfahrens zur Multiplikation sind größere stromproportionale Spannungen notwendig. Durch Verstärkung der über dem Shunt abfallenden Spannung kann diese zwar leicht gewonnen, aber nur mittels erhöhtem technischen Aufwands erkauft werden. Als Übertragungsleitwert ergibt sich mit den Bezeichnungen aus Tafel 1:

$$\frac{\underline{I}_1}{\underline{U}_2} = -\frac{R_1}{R_0 R_2} - \frac{1 + \frac{R_1}{R_2}}{\underline{v}\, R_0} \approx -\frac{R_1}{R_0 R_2}. \qquad (1)$$

Normalerweise ist der durch die endliche Leerlaufverstärkung bedingte Fehler bei Einsatz von Operationsverstärkern vernachlässigbar. Problematischer wirkt sich jedoch oft die entstehende Ausgangsoffsetspannung des Operationsverstärkers und die Temperaturabhängigkeit der Widerstände aus. Zwar gelingt es durch kapazitive Ankopplung der OPV's oder durch den Einsatz chopperstabilisierter Verstärker, die Ausgangsoffsetspannung wesentlich herabzusetzen, jedoch bilden die dann nötigen Kondensatoren voluminöse und nichtintegrierbare Bauelemente.
Die Temperaturabhängigkeit der Verstärkung kann zwar bei Verwendung temperaturkompensierter Widerstände eleminiert werden, erfordert aber einen beträchtlichen Aufwand. Eleganter ist die in [3] vorgeschlagene Möglichkeit:
Durch Anwendung gleicher Materialien für den Shunt R_0 und für R_1 und enger thermischer Kopplung (Bild 1) zwischen beiden ist nur für R_2 ein temperaturstabiler Widerstand notwendig.

Bild 1
Temperaturkompensation durch thermisch gekoppelte Widerstände
a Shunt;
b bifilare Wicklung



1.3. Konventioneller Wandler mit Ferritkern

Der Forderung nach einer galvanischen Trennung zwischen Strom- und Spannungspfad zum Zwecke einer rationellen Prüfung und Eichung oder der einfachen Zusammenfassung der in den drei Phasen eines Drehstromzählers gemessenen Energie in einer Verarbeitungseinheit kann durch den Einsatz eines konventionellen Wandlers entsprochen werden. Bei einer Massenfertigung ist jedoch als Kern nur ein Ringkern oder Schalenkern sinnvoll.
Der Übertragungsleitwert ergibt sich zu:

$$\frac{\underline{I}_1}{\underline{U}_2} = \frac{1}{R_0}\frac{n_2}{n_1}\left(1 + \frac{R_0 + R_2}{\mathrm{j}\,\omega\, n_1 n_2 A_L}\right). \qquad (2)$$

Da in den Übertragungsfehler der Wicklungswiderstand der Sekundärwicklung direkt eingeht, können mit herkömmlichen Schalen- und Ringkernen akzeptable Fehler nur bei kleinem Stromteilerverhältnis, kleiner Bürde und ggf. Kompensation der Temperaturabhängigkeit der Sekundärwicklung erreicht werden, wobei der Ringkern aufgrund seines größeren Wickelquerschnitts vorteilhafter ist. Eine Anwendung ist daher nur bei kleinen sekundären Spannungen sinnvoll.

2. Nichtkonventionelle Wandler

2.1. Konventioneller Wandler mit elektronischem Strom-Spannungswandler

Eine Verringerung des Übertragungsfehlers und Vergrößerung des Ausgangssignals kann erreicht werden, indem einem konventionellen Stromwandler mit Ferritkern ein elektronischer Strom-Spannungs-Wandler nachgeschaltet wird. Als Übertragungsleitwert ergibt sich:

$$\frac{\underline{I}_1}{\underline{U}_2} = -\frac{1}{R_0}\cdot\frac{n_2}{n_1}\left(1+\frac{1}{\underline{v}}\right)\left(1+\frac{\frac{R_0}{\underline{v}}+R_2}{\mathrm{j}\,\omega\, n_1 n_2 A_L}\right)$$

$$\approx -\frac{1}{R_0}\cdot\frac{n_2}{n_1}\left(1+\frac{R_2}{\mathrm{j}\,\omega\, n_1 n_2 A_L}\right). \qquad (3)$$

Die Verringerung des Übertragungsfehlers wird jedoch durch eine relativ hohe Offsetspannung erkauft, zu deren Kompensation das unter Abschnitt 1.2. Erläuterte beitragen kann.

2.2. Nullflußwandler (elektronisch fehlerkompensierter Wandler)

Eine gewisse Sonderstellung in der Kategorie der nichtkonventionellen Wandler nehmen im Ampere-Bereich die sog. Nullflußwandler ein. Wie der in der Tafel 1 gezeigten Prinzipdarstellung zu entnehmen ist, wird der durch den Primärstrom $\underline{I}_1$ erzeugte Fluß fast vollständig durch den Sekundärstrom $\underline{I}_2$ kompensiert.
Als Indikator des im Kern fließenden magnetischen Flusses fungiert in diesem Fall eine Tertiärwicklung. Die in dieser Wicklung induzierte und einen OPV ansteuernde Spannung ist gerade so groß, daß am Ausgang des OPV's der Strom $\underline{I}_2$ durch die Kompensationswicklung getrieben wird. Da die Verstärkung relativ groß angesetzt werden kann, liegt die in der Indikatorwicklung induzierte Spannung unter 1 mV. Bei genügend großer Windungszahl der Indikatorwicklung ist damit der Fluß im Kern näherungsweise Null. Dies bedeutet, daß relativ kleine Kerne verwendet werden können. Als Übertragungsleitwert ergibt sich in diesem Fall

$$\frac{\underline{I}_1}{\underline{U}_2} = \frac{1}{R_0}\cdot\frac{n_2}{n_1}\left(1+\frac{R_0+R_2}{\mathrm{j}\,\omega\, n_2 n_3 A_L \underline{v}}\right). \qquad (4)$$

Folglich kann durch die frei wählbaren Parameter n_3, A_L und v der Fehler extrem niedrig gehalten werden, und damit hat insbesondere der Wicklungswiderstand R_2 der Sekundärwicklung keinerlei Einfluß. Der Einsatz eines OPV's bringt natürlich die gleichen, schon beschriebenen Offsetprobleme mit sich. Durch seine exzellente Genauigkeit ist der Nullflußwandler mit Indikatorwicklung für den Einsatz in Präzisionszählern prädestiniert.
Beispielsweise ist mit

$I_{1\,\mathrm{grenz}} = 60$ A; $n_1 = 1$; $n_2 = 3000$; $n_3 = 100$; $v_0 = 4\cdot 10^4$; $R_0 = 220\ \Omega$

Kern: Schalenkern 30 × 19, Mf 183; $A_L = 6700$ nH/n^2

ein Betragsfehler unter 0,1 % zu erreichen. Damit spielen Parameteränderungen außer in n_1, n_2 und R_0 eine untergeordnete Rolle. n_1 und n_2 sind technologisch festgelegt und verändern sich nicht, für R_0 muß ein thermisch stabiler Meßwiderstand eingesetzt werden.
Als Indikator für den im Kern fließenden magnetischen Fluß können außer der Induktion aber auch alle anderen magnetfeldabhängigen Effekte genutzt werden.
Praktisch anwendbar sind vor allen Dingen der Hall-Effekt [4] und magnetoresistive Brückenanordnungen.
Da diese Anordnungen auch magnetische Gleichfelder erfassen, sind Stromwandler für Gleichströme in ähnlicher Form realisierbar. Der in [2] beschriebene Allfrequenz-Stromwandler nutzt die schnelle Sättigung magnetisch dünner Bereiche mit geringer Koerzitivkraft im Kern. In Wicklungen um diese Bereiche werden beim Ummagnetisieren impulsförmige Signale induziert, die durch einen Integrationsverstärker in rechteckförmige Signale umgewandelt werden können. Wird zusätzlich ein schneller dreieckförmiger Fluß in den Kern eingeprägt, so erhält man am Ausgang des Integrationsverstärkers ein impulsbreitenmoduliertes Signal, das nach Filterung zur Kompensation genutzt werden kann. Der relativ hohe technische Aufwand ist in elektronischen Energiezählern nur dann gerechtfertigt, wenn das impulsbreitenmodulierte Signal, wie beim Time-Divisions-Verfahren, gleichzeitig zur Multiplikation dienen kann. Nachteilig wirkt sich insbesondere bei elektronischen Energiezählern die benötigte, relativ hohe Kompensationsleistung aus, da diese vom Netzteil aufzubringen ist. Die Größe der Kompensationsleistung ist zum einen stark vom verwendeten Kern abhängig, aber auch eine Funktion der Stromübersetzung. Sie ist um so kleiner, je geringer der Kompensationsstrom ist. Die dann benötigte große Windungszahl der Kompensationswicklung ist jedoch in einer Massenproduktion schlecht zu beherrschen.

2.3. Nullflußwandler mit Shunt

Die mit Nullflußwandlern erreichbare Genauigkeit ist für die meisten Zähler bei Stromwandlerverhältnissen von 3000:1 um Potenzen kleiner als die Klassengenauigkeit.
Durch Kombination eines Shunts mit einem Nullflußwandler kann bei gleicher Wandlerkonstante eine wesentliche Verringerung der Windungszahl der Kompensationswicklung und eine Verbesserung der Überlastbarkeit erreicht werden.
Zwar wird dies alles mit einer Verringerung der Genauigkeit erkauft, jedoch liegt diese auch für Zähler der Klasse 05 noch in tragbaren Grenzen.
Als Übertragungsleitwert ergibt sich

$$\frac{\underline{I}_1}{\underline{U}_2} = \frac{1}{R_0}\cdot\frac{n_2}{n_1}\left(1+\frac{R_S}{R_1}\right)\left(1+\frac{R_0+R_2}{\mathrm{j}\,\omega\, n_2 n_3 A_L \underline{v}}\right) \approx \frac{1}{R_0}\cdot\frac{n_2}{n_1}\left(1+\frac{R_S}{R_1}\right). \qquad (5)$$

Werden R_S und R_1 aus dem gleichen Material gefertigt und thermisch gekoppelt, so ist aus (5) ersichtlich, daß einzig R_0 thermisch stabil gehalten werden muß.
Gerade durch die verringerte Windungszahl der Kompensationswicklung bieten sich beim Nullflußwandler mit Shunt eine Reihe technologischer Mögliohkeiten an, wie z. B. Anwendung gedruckter Wicklungen, die ihn für den Einsatz in elektronischen Energiezählern nach dem Time-Divisions-Verfahren geeignet erscheinen lassen.

3. Zusammenfassung

Die an Stromwandler für elektronische Energiezähler gestellten Anforderungen unterscheiden sich wesentlich von denen für allgemeine Anwendungen, da fertigungs- und zuverlässigkeitstechnische Aspekte im Vordergrund stehen müssen. Von den in den letzten Jahren in vielen Ländern untersuchten Möglichkeiten wurden die für elektronische Energiezähler gebräuchlichsten vorgestellt und bewertet.
Im Zusammenhang mit dem vorgesehenen Einsatz eines modifizierten Time-Divisions-Verfahrens zur Multiplikation in einem Haushalt-Energiezähler erscheint die Anwendung des Nullflußwandlers am geeignetsten.

Literatur

[1] *Ermisch, J.*: 20 Jahre Forschung auf dem Gebiet nichtkonventioneller Wandler. ELEKTRIE, Berlin 43 (1989) 6, S. 205–207
[2] *Ermisch, J.; Hertwig, N.*: Potentialgetrennte Meßwerterfassung der Stromstärke in einem weiten Frequenzbereich. ELEKTRIE, Berlin 40 (1986) 1, S. 14–16
[3] OS DE 3414520 A1: Elektronischer Energieverbrauchszähler und Verfahren zur Messung elektrischer Energie mit einem Energieverbrauchszähler. Sauter AG, Fabr. El. App. Basel
[4] *Bittner, H.*: Elektronischer Energiezähler für Haushaltabnehmer. Dissertation A. Ingenieurhochschule Zittau 1986

EA 6106

Berichtigung

In ELEKTRIE, Berlin 43 (1989) 9, S. 337 ist die Autorenzeile des Beitrages „Rechnergestützter Entwurf und Implementierung von Automatisierungssoftware" wie folgt zu ergänzen:

W. Kunke; G. Meyer; R. Neumann;
R. Wächter, KDT; R. Fehrmann; Karl-Marx-Stadt

Die Redaktion

Einsatz von Piezokopplern in Kleinleistungsnetzteilen

M. Windisch, KDT; E. Pilz, KDT; Zittau

Verwendete Formelzeichen

a	Dicke des Piezokopplers
b	Breite des Piezokopplers
B	Blindleitwert
C_e	Eingangskapazität
C_a	Ausgangskapazität
C_{el}	elektrische Ersatzgröße
C_M	mechanische Ersatzgröße
C_v	kapazitiver Vorwiderstand
f	Frequenz
G	Eingangsleitwert
k	piezoelektrischer Übersetzungsfaktor
l'	Ausdehnung des Kopplers in Schwingungsrichtung
l	Länge des Kopplers
L_{el}	elektrische Ersatzgröße
L_M	mechanische Ersatzgröße
n	natürliche Zahl
P	Wirkleistung
P_a	Wirkleistung am Lastwiderstand
R_{el}	elektrische Ersatzgröße
R_L	Lastwiderstand
R_M	mechanische Ersatzgröße
U	Spannung
v	Wellenausbreitungsgeschwindigkeit
Z	Impedanz
ε_r	relative Dielektrizitätskonstante
λ	Wellenlänge
η	Wirkungsgrad

In der Industrie und im privaten Bereich werden ständig mehr elektronische Geräte oder Baugruppen eingesetzt, die sich, bedingt durch weitere Fortschritte in der Mikroelektronik, durch einen sinkenden Leistungsbedarf, eine geringere Größe und damit eine geringere Masse auszeichnen.
Diese Schaltungen sind im allgemeinen nicht vom Netz aus zu betreiben, so daß vorher eine Wandlung erfolgen muß. Darüber hinaus ist oft die galvanische Trennung vom Netz (z.B. bei vorgesehener Kopplung mehrerer Geräte) erforderlich. Die üblicherweise zur Spannungswandlung und galvanischen Trennung in Netzteilen eingesetzten Transformatoren weisen folgende Nachteile auf:

- Großes, nicht zu reduzierendes Volumen
- hoher technologischer Herstellungsaufwand
- geringer Wirkungsgrad bei kleinen zu übertragenden Leistungen.

Beim Einsatz von Schaltnetzteilen können zwar kleinere Transformatoren verwendet werden; der technologische Aufwand verringert sich jedoch nur unwesentlich und wird oft durch erhöhten Schaltungsaufwand zunichte gemacht.
Ziel der in den letzten Jahren durchgeführten Untersuchungen war es deshalb, insbesondere für Netzteile kleiner Leistung eine technologisch einfache Ablösung des Netztransformators unter Beibehaltung der galvanischen Trennung zu finden.

1. Piezoelektrische Energiewandlung

Bei den Überlegungen wurde davon ausgegangen, die galvanische Trennung vom Netz zu gewährleisten. Dazu muß die elektrische Energie über eine Zwischenform wieder in elektrische Energie umgewandelt werden. Die Zwischenform könnte elektrische, magnetische, mechanische, optische oder Schallenergie sein. Einen akzeptablen Wirkungsgrad hat jedoch nur die elektromechanische Energiewandlung mittels des piezoelektrischen Effekts.

Dipl.-Ing. *Mirko Windisch* ist Assistent, Dr.-Ing. *Ekkehard Pilz* ist wissenschaftlicher Oberassistent an der Technischen Hochschule Zittau, Sektion Elektroenergieversorgung und Anlagenautomatisierung.

Piezoelektrische Koppler erlauben sowohl die Wandlung elektrischer in mechanische (reziproker piezoelektrischer Effekt) als auch die Umwandlung mechanischer in elektrische Energie (direkter piezoelektrischer Effekt). Aufgrund der guten Energiewandlung haben vor allem piezoelektrische Keramiken vielfältige Anwendungen gefunden (Tafel 1).
Piezoelektrische Koppler setzen sich aus zwei Teilen zusammen (Bild 1). In der Motorzone (Eingang) wird der Koppler durch ein anliegendes elektrisches Wechselfeld zum Schwingen angeregt. Da die Schwingungen den ganzen Koppler ergreifen, entsteht durch den direkten piezoelektrischen Effekt in der Generatorzone (Ausgang) eine abnehmbare elektrische Leistung. Der Koppler hat in mehreren möglichen Schwingungsrichtungen je eine Grundresonanzfrequenz und mehrere Resonanzen auf Oberwellen. Bei diesen Resonanzfrequenzen bilden sich im Koppler stehende Wellen aus. In der Grundresonanzfrequenz entspricht die Länge des Kopplers der halben Länge der sich ausbreitenden akustischen Welle, bei einer höheren Resonanzfrequenz einem Vielfachen:

$$l' = \frac{\lambda}{2} n \qquad n = 1, 2, 3, \ldots \tag{1}$$

Da sich die Frequenz als Quotient von Ausbreitungsgeschwindigkeit der Welle und Wellenlänge gemäß

$$f = \frac{v}{\lambda} \tag{2}$$

berechnet, sind die Resonanzfrequenzen von der Wellenausbreitungsgeschwindigkeit im jeweiligen Medium und dessen Länge in Ausbreitungsrichtung der Wellen abhängig.
Nach außen werden die Schwingungen als differentielle Längenänderungen mit vom Ort abhängiger Amplituden wirksam. Im Bild 2 ist das für die Grundresonanzfrequenz, s. a), und die 2. Harmonische, s. b), dargestellt.
Da der piezoelektrische Effekt vorzeichenabhängig ist, d.h. positive Spannung führt zu einer Kontraktion, negative Spannung zu einer Ausdehnung des piezoelektrischen Kopplers, erhält man bei einem Koppler, dessen obere und untere Seite durchgängig mit Elektrodenbelag überzogen ist, bei einer Schwingung in der Grundresonanzfrequenz eine positive Spannung. Bei einer Schwingung in der zweiten Harmonischen, s. Bild 2b), heben sich die im linken Teil positiven und im rechten Teil negativen Ladungen gerade auf. Es wird damit keine Spannung erzeugt und die mechanische Schwingung wird gedämpft. Werden die Elektroden jeweils in eine linke und eine rechte Elektrode getrennt, wird die Schwingung nicht mehr gedämpft, und es kann im linken Teil eine positive und im rechten Teil eine negative Spannung gemessen werden.

2. Ersatzschaltbild eines piezoelektrischen Kopplers

Das ausführliche Ersatzschaltbild eines piezoelektrischen Elementes ist in [1] beschrieben. Für unsere Betrachtungen ist das in Bild 3a) dargestellte vereinfachte Ersatzschaltbild eines Piezokopplers ausreichend, das allerdings nur in der Umgebung der Resonanzfrequenzen des Kopplers gilt.
Die Kapazitäten C_e und C_a stellen die Kapazität des Eingangselektrodenpaares bzw. des Ausgangselektrodenpaares dar und lassen sich bei kleinen Meßfrequenzen leicht bestimmen. Elektrische Verluste am Eingang und am Ausgang sind vernachlässigbar. Die Größen R_M, L_M, C_M beschreiben den mechanischen Teil des Kopplers, der Faktor k die Transformation der elektrischen in die mechanischen Größen. R_M kennzeichnet die mechanischen Verluste im Koppler, L_M die Massenträgheit und C_M die Nachgiebigkeit des Stoffes. Die Bestimmung dieser Größen ist ebenfalls in [1] beschrieben. Die Werte sind für jede Resonanzfrequenz zu ermitteln. Für die Berechnungen ist es günstig, die mechanischen Größen in elektrische Größen zu transformieren, wie es im Bild 3b) geschehen ist. Die Ersatzgrößen eines Kopplers der im Bild 1 dargestellten Bauform sind aus Tafel 2 zu entnehmen. Die Wellenausbreitung erfolgt

Tafel 1
Einsatzgebiete piezoelektrischer Wandler

- Ultraschallmeßverfahren
- Kraft-, Druck- und Beschleunigungssensoren
- Tonerzeuger
- Schwingungserzeuger
- Lüfter
- Hochspannungsgeneratoren
- Verzögerungsglieder
- elektrische Filter
- mechanische Stellglieder
- Zündelemente

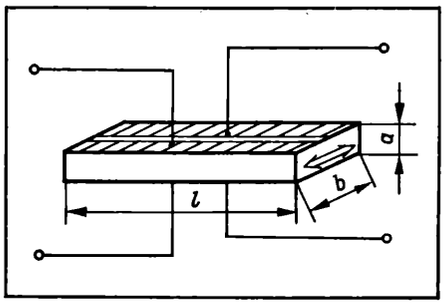


Bild 1. Piezoelektrischer Koppler

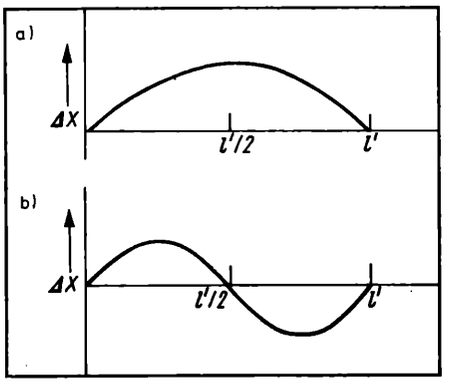


Bild 2. Längendehnung des schwingenden Kopplers
a) 1. Harmonische (Grundresonanz);
b) 2. Harmomnische

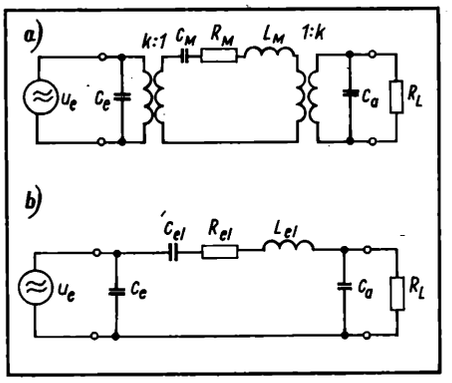


Bild 3. Ersatzschaltbild eines Piezokopplers
a) mit elektrischen und mechanischen Größen;
b) mit elektrischen Größen

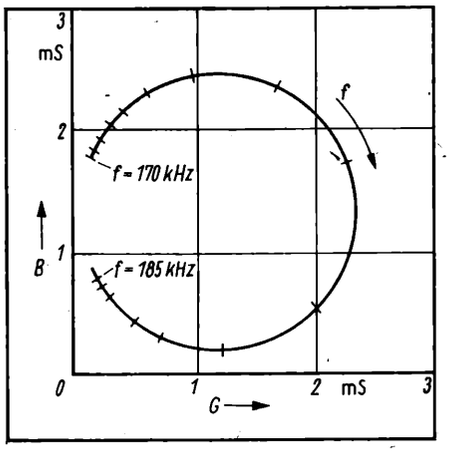


Bild 4. Ortskurve des Eingangsleitwertes des Kopplers (Lastwiderstand 750 Ω)

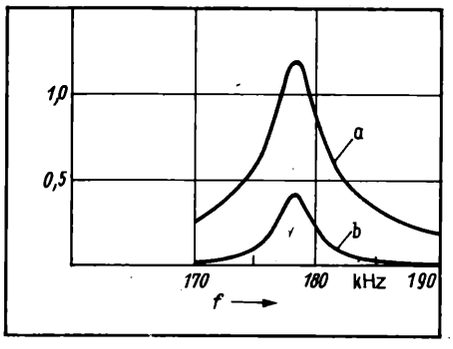


Bild 5. a) Spannungsübersetzung und b) Leistung am Lastwiderstand in Watt als Funktion der Frequenz (Lastwiderstand 750 Ω) (U_e = 14 V)

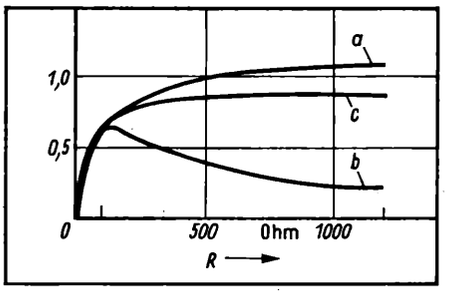


Bild 6. a) Spannungsübersetzungsverhältnis, b) Leistung am Lastwiderstand in Watt und c) Wirkungsgrad als Funktion des Lastwiderstandes (U_e = 14 V)

in Richtung der Breite b, die Grundresonanzfrequenz liegt etwa bei f = 177 kHz. Dieser Piezokoppler wurde als Grundlage für die folgenden Berechnungen verwendet.

3. Übertragungsverhalten eines Piezokopplers

Ausführlich sind sogenannte „piezoelektrische Stromtransformatoren" in [2] beschrieben. Auf einige für den Aufbau piezoelektrischer Netzteile wichtige Aspekte soll im folgenden eingegangen werden.

Für den Einsatz in einem Netzteil sind vor allem das Spannungsübersetzungsverhältnis, die Leistungsübertragung und damit verbunden der Wirkungsgrad des Kopplers jeweils in Abhängigkeit von seiner Frequenz und dem Lastwiderstand wichtig. Bild 4 zeigt die Eingangsortskurve des Piezokopplers bei konstantem Lastwiderstand R_L. Da sich die Wirkleistung zu

$$P = U^2 G \tag{3}$$

berechnet, ist bei angenommener konstanter Eingangsspannung die Abhängigkeit der Wirkleistung von der Frequenz zu ersehen. Eine Aussage über die Leistung am Lastwiderstand ist jedoch erst bei Berücksichtigung des Spannungs-Übersetzungsverhältnisses möglich. Beide Größen sind im Bild 5 als Funktionen der Frequenz dargestellt.

Der Piezokoppler hat eine sehr hohe Ausgangsimpedanz:

$$|Z| = \frac{1}{2\pi f C}. \tag{4}$$

Im vorliegenden Fall beträgt die Ausgangsimpedanz des Kopplers etwa 750 Ω. Sie liegt damit in der Größenordnung des zu erwartenden Lastwiderstandes oder sogar darüber. (Eine zu versorgende Schaltung mit einer Betriebsspannung von 15 V und einem fließenden Strom von 30 mA hat einen Innenwiderstand von 500 Ω.)

Lastwiderstand und Ausgangsimpedanz sind parallelgeschaltet. Damit ist eine Abhängigkeit des Spannungs-Übersetzungsverhältnisses, der übertragenen Leistung und des Wirkungsgrades vom Lastwiderstand zu erwarten. Die Berechnungen bestätigten die Erwartungen (Bild 6). Der maximale Wirkungsgrad wird erreicht, wenn die Größe des Lastwiderstandes etwa der Größe der Ausgangsimpedanz entspricht. Die Berechnungen mit dem Modell und die Messungen am Piezokoppler führten zu gleichen Ergebnissen.

Da die Ausgangsimpedanz des Piezokopplers von der Frequenz abhängt [siehe Gleichung (4)], läßt sich der optimale Lastwiderstand durch die Wahl einer höheren Harmonischen herabsetzen.

Höhere Frequenzen ziehen jedoch höhere Schaltverluste in der Ansteuerschaltung und Probleme bei der Elektrodengestaltung nach sich. Die Länge der für jede Elektrode zur Verfügung stehenden Fläche entspricht maximal der Hälfte einer Wellenlänge, bei der Grundresonanzfrequenz einem Viertel der Wellenlänge. Zwischen den Elektroden sind Isolationsstreifen zur galvanischen Trennung von Eingang und Ausgang notwendig. Bei der Wahl höherer Harmonischer erhöht sich die Zahl der Elektroden und damit die Zahl der Isolationsstreifen, d.h., die kontaktierte, an der Energiewandlung beteiligte und somit die Eingangs- und Ausgangsimpedanz bestimmende Fläche wird kleiner.

Piezoelektrische Keramiken weisen bei höheren Feldstärken ein nichtlineares Verhalten auf [3]. Bei weiterer Steigerung der Feldstärke ist eine Depolarisation und damit verbunden der Verlust der piezoelektrischen Eigenschaften möglich. Erste Versuche ergaben bei Anschluß der Keramik an einen mit Netzspannung betriebenen Oszillator keine negativen Auswirkungen auf die Energieübertragung. Eine unnötige Belastung der Keramik durch anliegende Gleichspannungen sollte aber vermieden werden.

Durch eine entsprechende Elektrodengestaltung läßt sich das Spannungs-Übersetzungsverhältnis ändern. Außerdem muß gewährleistet werden, daß durch die Befestigung des Piezokopplers keine Dämpfung der auftretenden Schwingungen erfolgt. Dies würde eine Senkung des Wirkungsgrades des Kopplers bewirken.

Tafel 2
Daten eines Piezokopplers

Länge l	55 mm
Breite b	10 mm
Dicke a	2 mm
R_{el}	53,8 Ω
C_{el}	44,4 pF
L_{el}	18,3 mH
C_e	1,2 nF
C_a	1,2 nF
ε_r	≈ 1850

4. Eingangs- und Ausgangsbeschaltung eines Piezokopplers

Der Eingang des Piezokopplers stellt eine Kapazität dar. Demzufolge muß der Koppler mit Wechselspannung angesteuert werden. Das wird möglich, indem die Ansteuerung über eine Gegentaktstufe [Bild 7a)] erfolgt oder dem Piezokoppler eine Induktivität parallelgeschaltet wird [Bild 7b)], so daß ein Parallelresonanzkreis

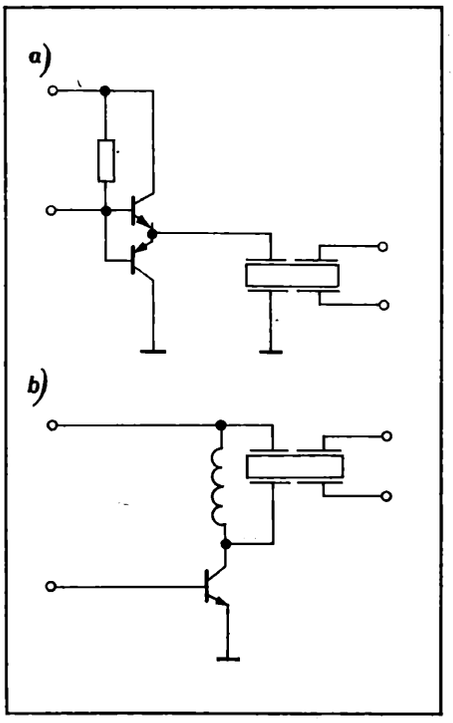


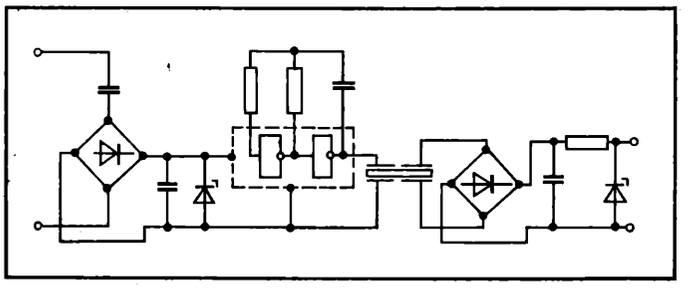
Bild 7
Varianten der Ansteuerung des Piezokopplers

entsteht. Die Transistorschalter sind zweckmäßig im Schaltbetrieb zu betätigen, um die Verluste gering zu halten. Die dabei auftretenden Rechtecksignale sind Frequenzgemische der ungeraden Harmonischen. Der Piezokoppler überträgt aber nur Leistung auf einer seiner Resonanzfrequenzen. Zur Untersuchung des Einflusses der Signalform auf den Wirkungsgrad wurde ein Piezokoppler verwendet, bei dem sich sowohl die Grundresonanzfrequenz (118 kHz) als auch die 3. Harmonische (354 kHz) ungedämpft ausbreiten können. Der Wirkungsgrad bei sinusförmiger Ansteuerung beträgt 95 % und sinkt bei rechteckförmiger Ansteuerung auf 87 %. Die am Ausgang gemessene Spannung setzt sich aus Anteilen der 1. und 3. Harmonischen zusammen. Um den Einfluß der höheren Harmonischen auf den Piezokoppler einzuschränken, kann eine Induktivität in Reihe zum Koppler geschaltet werden. Durch die kapazitiven Eigenschaften können am Ausgang keine Gleichspannungsanteile auftreten. Deshalb läßt sich eine Einweggleichrichtung nur bei parallel zum Piezokoppler geschalteter Induktivität nutzen. Einfacher ist die Anwendung einer Zweiweggleichrichtung, z. B. der Graetzbrücke. Durch den Einsatz der Dioden und des zur Glättung verwendeten Kondensators sinkt der Wirkungsgrad des Kopplers von etwa 90 % auf etwa 80 % (ohne Ansteuerschaltung).

5. Anwendung piezoelektrischer Koppler in Netzteilen

Ausgehend von Piezokopplern zur potentialfreien Ansteuerung von Transistoren wird in [4] ein piezoelektrisches Netzteil beschrieben (Bild 8). Über einen kapazitiven Spannungsteiler wird ein Oszillator betrieben, der den Piezokoppler speist. Die am Ausgang des Piezokopplers abgenommene Spannung wird gleichgerichtet und geglättet. Der verwendete Piezokoppler hat ein Spannungsübersetzungsverhältnis von etwa eins. Der Oszillator arbeitet mit einer Spannung, die in der Größenordnung der Ausgangsspannung liegt. Die Oszillatorfrequenz stellt sich selbsttätig auf die Resonanzfrequenz des Piezokopplers ein. Das ist notwendig, da sich die Resonanzfrequenz in Abhängigkeit von der Temperatur (− 25 °C bis + 55 °C) um 0,2 % ändern kann und durch Alterungserscheinungen

Bild 8. Piezoelektrisches Netzteil



der Keramik in Abhängigkeit vom Zeitraum nochmals mit einer Änderung der Resonanzfrequenz von 0,5 % oder mehr gerechnet werden muß. Bei Abweichung von der Resonanzfrequenz sinkt aber der Wirkungsgrad und das Spannungs-Übersetzungsverhältnis.

Die Einstellung der Resonanzfrequenz des Kopplers am Oszillator erfolgt durch Auswertung des durch den Koppler fließenden Stromes oder durch Auswertung des Spannungssignals an einer auf dem Koppler angebrachten Rückkopplungselektrode.

Um einen hohen Wirkungsgrad des Netzteils zu gewährleisten, sind besonders in der Ansteuerschaltung die Verluste gering zu halten. Deshalb sollte diese mit unipolaren Bauelementen aufgebaut werden. Die Schaltung nach Bild 7b) stellt eine Möglichkeit der Ansteuerung dar, die auch bei an der Keramik anliegenden Netzspannung funktionstüchtig ist. Der den Laststrom begrenzende, im Bild 8 dargestellte kapazitive Spannungsteiler könnte somit entfallen. Die Gegentaktansteuerung auf Netzspannungsniveau bedingt jedoch entsprechende unipolare Bauelemente.

Ausgangsseitig steht das Problem der Spannungsregelung, sowohl bei Änderung der Eingangsspannung als auch bei Änderung des Lastwiderstandes. Dazu wurden in [5] mehrere Varianten untersucht. Bei stetigen Regelschaltungen am Ausgang des Kopplers sind einzig Regler mit Transistoren im Längszweig oder mit Spannungsregler akzeptabel. Der durchschnittliche Wirkungsgrad dieser Schaltung beträgt dann 70 %. Eine zweite Gruppe von Schaltungen wertet die Sekundärspannung aus und steuert die Amplitude oder Frequenz der Eingangsspannung des Kopplers. Die Signalübertragung vom Ausgang zum Eingang muß unter Beibehaltung der galvanischen Trennung erfolgen. Die Keramik kann nicht zur Signalübertragung genutzt werden, da sie zu hohe Einschwingzeiten (bis zu 10 ms) hat. Denkbar wäre die Verwendung eines zweiten, kleineren Kopplers zur Signalübertragung. Die einfachste Variante stellt die Verwendung eines Optokopplers dar. Mit selbigem kann das Signal bei einem Wirkungsgrad der Regelschaltung von 90 % in einer Zeit von 10 µs übertragen werden. Je geringer die zu erwartenden Änderungen des Lastwiderstandes sind, desto höher ist der Wirkungsgrad der Regelschaltung.

Mit Versuchsmustern wurden bisher Leistungen bis zu 0,5 W übertragen. Je nach Gestaltung des Kopplers ist eine Erhöhung der übertragbaren Leistung bis über 1 W möglich. Der Wirkungsgrad piezoelektrischer Netzteile kann in Abhängigkeit von der Ansteuerschaltung des Kopplers die Größenordnung konventioneller Netzteile erreichen.

6. Zusammenfassung

Es wurden die Grundlagen und einige Schaltungsvarianten für piezoelektrische Netzteile dargestellt.

Aufgrund ihrer Eigenschaften ergeben sich folgende Einsatzkriterien:

- Kleine zu übertragende Leistungen (etwa 1 W bei der beschriebenen Kopplergröße)
- Betrieb mit weitgehend konstantem Lastwiderstand, der in der Größenordnung des optimalen Lastwiderstands liegen soll
- Einsatz bei geforderter galvanischer Trennung vom Netz.

Es ergibt sich folgender Vergleich zu Netzteilen mit Transformatoren:

- Geringer technologischer Herstellungsaufwand
- Schaltungsaufwand entspricht dem der Schaltnetzteile
- kein Auftreten magnetischer Störfelder, dafür aber Auftreten elektrischer Felder
- geringere Masse und geringers Volumen.

Netzteile mit Piezokoppler sind nach weiterer Optimierung der Beschaltung der Piezokoppler in Geräten mit geringem und gleichbleibendem Leistungsbedarf (z. B. Meßgeräte) einsetzbar. Vorteile gegenüber herkömmlichen Netzteilen ergeben sich aufgrund des geringeren Herstellungsaufwandes vor allem bei größeren zu fertigenden Stückzahlen.

Literatur

[1] *Lenk, A.:* Elektromechanische Systeme. Band 2. Berlin: VEB Verlag Technik 1974
[2] *Lavrinenko, V. V.:* Piezoelektričeskie transformatory. Moskau: Energija 1975
[3] *Bauer, A.:* Technologie und Anwendung von Ferroelektrika. Leipzig: Geest & Portig 1976
[4] Offenlegungsschrift DE 3300669 A 1
[5] *Zink, T.:* Untersuchungen konventioneller und unkonventioneller Spannungsregelschaltungen für piezoelektrische Netzteile. Diplomarbeit 1989 DA 35/89 – D/E2, Technische Hochschule Zittau, Sektion Elektroenergieversorgung

EA 6107

Automatische Fehlerortung und Schaltanlagenvereinfachung in Mittelspannungs-Kabelnetzen

K.-D. Haim, KDT; J. Scheibler, KDT; Zittau

Verwendete Formelzeichen und Abkürzungen

a_f	Verhältnis der Zahl der TrSt mit Senderbaugruppen zur Gesamtzahl der TrSt
a_s	Verhältnis der Zahl der TrSt mit konventionellen Schaltgeräten zur Gesamtzahl der TrSt
T_s	Fehlersuchzeit
KSA	Kurzschlußstromanzeiger
LED	Lichtemitterdiode
MS	Mittelspannung
NOSPE	niederohmige Sternpunkterdung
TrSt	Transformatorstation
SPE	Sternpunkterdung
ZIFAM	Zittauer Fehlerindikatorsystem mit automatischer Meldung

In der DDR erfolgt die regionale Verteilung der Elektroenergie zu 80 % über die MS-Netze der öffentlichen Elektroenergieversorgung, die mit Ausnahme der ländlichen Gebiete vorrangig als Kabelnetze ausgeführt sind.
Die MS-Schaltanlagen in den Transformatorstationen (TrSt) ermöglichen es, den Energiefluß in diesen Netzen zu verändern. Außerdem sind sie im Störungsfall für eine schnelle Bestimmung des fehlerhaften Netzabschnitts (Eingrenzungsschaltungen) und dessen Freischaltung erforderlich. Häufigkeit und Dauer von Versorgungsunterbrechungen der Abnehmer hängen somit von der Zahl und den Betriebseigenschaften der in einem Netzabschnitt installierten Schaltgeräte ab.
Die ständige Erweiterung der MS-Netze, die notwendige Rekonstruktion vieler überalterter Netze und das Bestreben, durch mehr Stationen kleiner Leistung die Mittelspannung näher an die Verbraucher heranzuführen, erzwingen, die klassische konstruktive Schaltanlagenkonzeption für TrSt neu zu überdenken.
Einfachere und kostengünstigere Stationen mit wesentlich geringerem Raumbedarf sind bei einem Verzicht auf die MS-Schaltanlage möglich [1]. Eine solche Vereinfachung hat jedoch Auswirkungen auf die Dauer von Versorgungsunterbrechungen und ist nur zu akzeptieren, wenn es gelingt, die Fehlersuchzeit mit anderen Mitteln zu reduzieren. In [2] wurde auf der Grundlage mehrjähriger Betriebserfahrungen mit vereinfachten TrSt dargelegt, daß sich der erhöhte Anteil von nicht zeitgerecht gelieferter Energie infolge Störungen durch einen verringerten Anteil infolge Wartung gegenüber Vollstationen unter bestimmten Bedingungen kompensiert.

1. Auswirkungen von Schaltanlagen-Vereinfachungen auf die Dauer von Versorgungsunterbrechungen

Um diese Auswirkungen näher zu bestimmen, wurde die gegenwärtig praktizierte Fehlerortung in einem städtischen 10-kV-Netz mit Resonanzsternpunkterdung über mehrere Jahre ausgewertet.
Bild 1 zeigt die Zahl der nötigen Schaltungen während der Unterbrechungsdauer bis zur Wiederversorgung der Abnehmer, deren Mittelwert bei 5,9 liegt. Es ist aber zu beachten, daß während der Fehlersuche nicht in allen, sondern nur in wenigen durch ihren Standort und ihre Netzeinbindung prädestinierten Stationen geschaltet wird. Die große Häufigkeit von 1 bis 4 Stationen im Bild 2 belegt dies.
Anhand eines Modellnetzes — Halbring mit einer offenen Trennstelle nach der 10. Station — kann gezeigt werden, wie sich der Ausstattungsgrad mit Schaltgeräten a_s auf die Unterbrechungsdauer der Abnehmer auswirkt.

Dr.-Ing. *Klaus-Dieter Haim* ist wissenschaftlicher Oberassistent; Dipl.-Ing. *Jürgen Scheibler* ist wissenschaftlicher Assistent an der Technischen Hochschule Zittau, Sektion Elektroenergieversorgung und Anlagenautomatisierung.

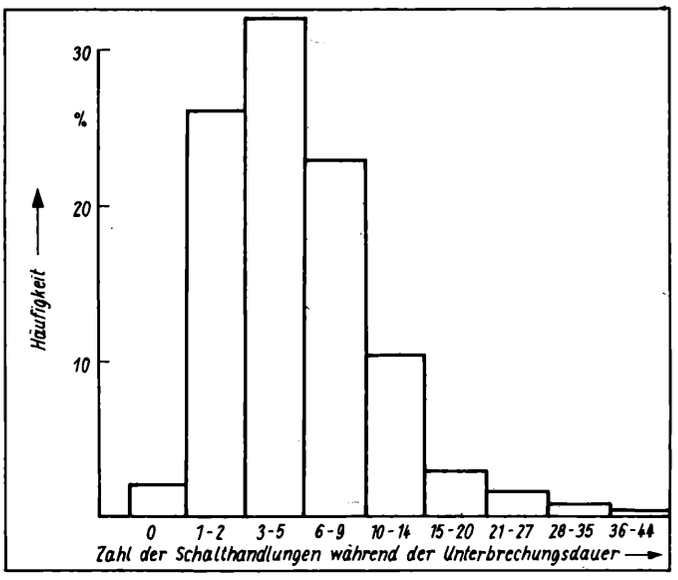


Bild 1. Zahl der Schalthandlungen während der Unterbrechungsdauer

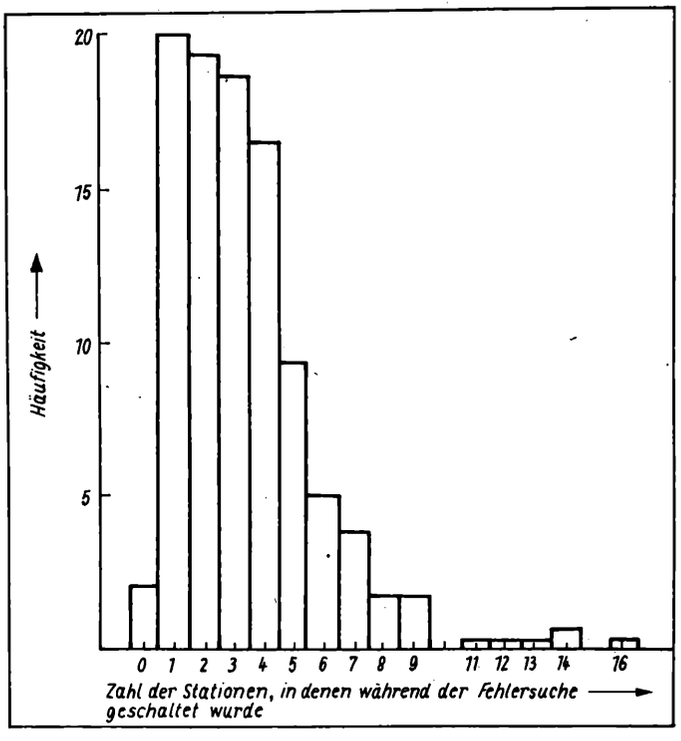


Bild 2. Zahl der Stationen, in denen während der Fehlersuche geschaltet wurde

Die Zahl a_s wird als Verhältnis der Zahl der Stationen mit konventionellen Schaltgeräten (Lasttrennschalter) zur Gesamtzahl der Stationen definiert, wobei annähernd von einer gleichmäßigen Verteilung der vereinfachten TrSt entlang der Leitung ausgegangen wird.
Im Bild 3 ist der Einfluß des Ausstattungsgrades mit Schaltgeräten auf die Fehlersuchzeit T_s dargestellt. Der Parameter a_f bezeichnet den Ausstattungsgrad der TrSt mit Kurzschlußstromanzeigern (KSA) und ist analog zu a_s definiert. Die Kurve mit $a_f = 0$ gibt somit die Abhängigkeit von T_s für das gewählte Modellnetz ohne KSA wider. Es ist deutlich erkennbar, daß bei a_s-Werten kleiner 0,5 die Kurve stark ansteigt. Und zwar deshalb, weil ab diesem Punkt zwei oder mehrere TrSt nacheinander mit vereinfachten Schaltanlagen angeordnet sind. Der Nachteil einer zwangsläufigen Erhöhung der Fehlersuchzeit durch Schaltanlagenvereinfachung kann durch den Einsatz von Kurzschlußstromanzeigern kompensiert werden. Mit deren Hilfe ist es möglich, den Weg des Kurzschlußstroms ohne Schalthandlungen zu verfolgen. Diese Anzeiger werden im allgemeinen entlang der Mittelspannungsleitung in den Transformatorstationen installiert. Mit dem Fehlerindikatorsystem ZIFAM wird bezüglich des Ablesens der Information eine Weiterentwicklung der bisherigen Varianten von KSA erreicht [3].

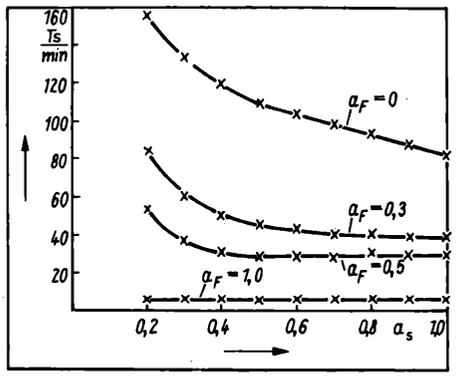


Bild 3. Fehlersuchzeit für Kabelnetze in Abhängigkeit vom Ausstattungsgrad mit Schaltgeräten

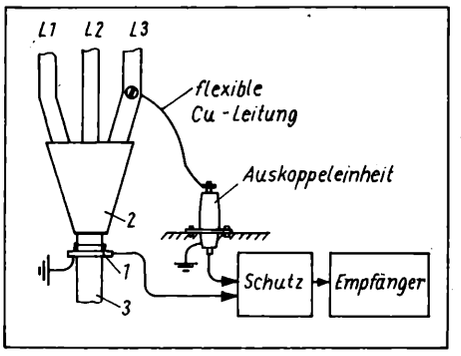
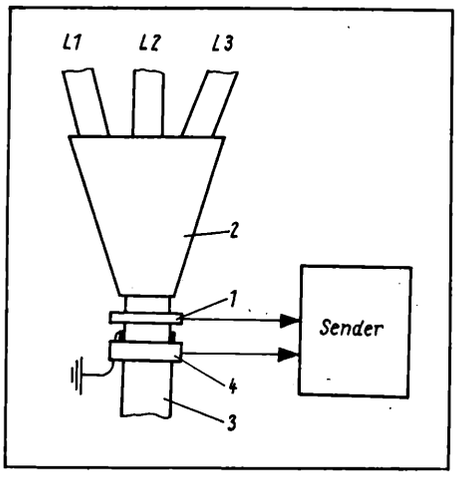


Bild 4. Abgangszelle im Umspannwerk
1 Kurzschlußstromsensor; *2* Kabelendverschluß; *3* MS-Kabel; *4* Sendespule



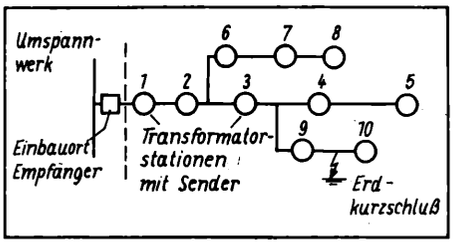


Bild 5. Transformatorstation
1 Kurzschlußstromsensor; *2* Kabelendverschluß; *3* MS-Kabel; *4* Sendespule

Bild 6. Netzbeispiel mit Erdkurzschluß

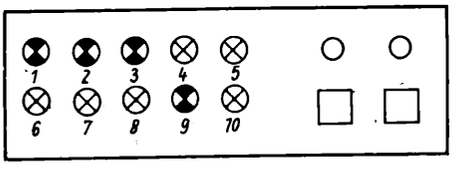


Bild 7, Anzeigetableau des Empfängers für das Beispiel aus Bild 6

Durch die automatische Übertragung der Informationen (welche Stationen vom Kurzschlußstrom durchflossen werden) in das speisende Umspannwerk entfällt das Aufsuchen der TrSt. Das reduziert den Anteil der Fehlersuchzeit an der Gesamtunterbrechungsdauer erheblich. Bereits wenige Sekunden nach der fehlerbedingten Auslösung des Leistungsschalters erscheint auf dem Anzeigetableau des Empfängers der Weg des Kurzschlußstroms, wodurch der Fehlerort abschnittsgenau bestimmt ist. Der fehlerbehaftete Netzabschnitt kann sofort abgeschaltet werden, sofern dies die Netzstruktur zuläßt.

Die dargestellten Kurven (Bild 3) für verschiedene Ausstattungsgrade der Stationen mit KSA zeigen deutlich, daß die Fehlersuchzeit bereits um die Hälfte verringert werden kann, wenn nur jede dritte Station überwacht wird ($a_f = 0{,}3$). Würde der KSA-Einbau in alle TrST ($a_f = 1$) erfolgen, so wäre die Suchzeit unabhängig vom Ausstattungsgrad der Stationen mit Schaltgeräten (a_s), einfach deshalb, weil der fehlerbehaftete Abschnitt allein durch das Ablesen der Empfängeranzeige im Umspannwerk eindeutig bestimmbar ist.

2. Das Fehlerindikatorsystem mit automatischer Meldung (ZIFAM)

2.1. Grundsätzlicher Aufbau

Das gesamte System besteht aus den örtlich getrennt zu installierenden Baugruppen Sender und Empfänger sowie den Koppeleinrichtungen zur spannungsführenden Stromschiene. Als Übertragungsstrecke dient die abgeschaltete Mittelspannungsleitung. Zur induktiven Signaleinkopplung durch die Sender wird ein geteilter Ferritringkern, der die Sendespule trägt, um das Kabel montiert und auf die gleiche Art und Weise der Kurzschlußstromindikator (drei versetzt angeordnete Reedkonstante) am Kabel angebracht (Bild 5).

Die Signalauskopplung auf der Empfängerseite erfolgt kapazitiv über die Reihenschaltung eines hochspannungsfesten Kondensators mit einer Induktivität. Dieser auf die Sendefrequenz abgestimmte Schwingkreis realisiert die erste Selektion des Sendesignals. Aus Sicherheitsgründen wird zwischen die Auskoppeleinheit und den Empfängereingang eine Schutzeinrichtung geschaltet, die im wesentlichen aus einem Schutztrenntransformator und einem Überspannungsschutz besteht. Zur Synchronisation mit den Sendern benötigt der Empfänger ebenfalls das Signal eines Kurzschlußstromindikators, der analog dem Sender installiert wird (Bild 4).

2.2. Funktionsweise

Die Funktion des Fehlerindikatorsystems soll anhand eines Mittelspannungs-Kabelnetzes (Bild 6) erläutert werden. In der entsprechenden Abgangszelle des Umspannwerks wird der Empfänger installiert. Die Sender entlang der Leitung befinden sich jeweils in den Transformatorstationen. Es wird angenommen, daß sich zwischen den Stationen 9 und 10 ein Erdkurzschluß befindet. Durch den fließenden Kurzschlußstrom werden die Sender in den Stationen 1, 2, 3 und 9 aktiviert, so daß diese nach der Spannungsabschaltung mit einer eingestellten Verzögerungszeit jeweils einen Sendeimpulszug abgeben. Der Empfänger ordnet die registrierten Signale den entsprechenden Lichtemitterdioden (LED) auf dem Anzeigetableau zu, wobei jede Transformatorstation durch eine LED symbolisiert wird. Im Beispiel leuchten die LED's der Stationen 1, 2, 3 und 9 auf (Bild 7). Der Fehler liegt hinter der Station (in Energieflußrichtung gesehen), in der sich der letzte aktivierte Sender befindet, im Beispiel zwischen den Nummern 9 und 10.

3. Zusammenfassung

Der Einsatz von vereinfachten TrST bei der Neuerrichtung und Rekonstruktion von MS-Netzen stellt eine kostengünstige Lösung dar, die sich jedoch nachteilig auf die Fehlersuchzeit im Störungsfall auswirkt.

Im Bild 3 ist deutlich zu erkennen, daß die mit sinkenden a_s-Werten anwachsende Fehlersuchzeit durch den Einsatz von Kurzschlußstromanzeigern mit automatischer Fehlermeldung kompensiert werden kann. Das Fehlerindikatorsystem ZIFAM ist eine Weiterentwicklung von bekannten Kurzschlußstromanzeigern, wobei die Information über das Fließen eines Kurzschlußstroms von den TrSt zum Umspannwerk übertragen wird. So entfällt das Aufsuchen der Stationen. Es stellt eine wesentliche Voraussetzung für den umfassenden Einsatz vereinfachter TrSt in Kabelnetzen dar. Nach [4] ist unabhängig von der Netzgestaltung und der SPE jede zweite Station als vereinfachte TrSt realisierbar. In Netzen mit NOSPE sind je nach Stationszahl auch mehrere vereinfachte TrSt nebeneinander optimal.

Literatur

[1] *Haim, K.-D.:* Zur optimalen Anlagengestaltung in Mittelspannungsnetzen der öffentlichen Energieversorgung. Dissertation. Technische Hochschule Zittau 1984

[2] *Raffelsberger, N.:* Diskussionsbeitrag zur Sitzung Nr. 6 zum Vorzugsthema Nr. 6.3, Frage 10. CIRED 1989

[3] *Scheibler, J.; Kraus, R.:* Fehlerortung mit automatischer Meldung im Mittelspannungsnetz. Forschungsbericht Nr. E 1589/87. Technische Hochschule Zittau 1987

[4] *Börner, I.:* Einfluß der Schalt- und Schutzeinrichtungsausstattung in Mittelspannungsnetzen auf Unterbrechungsdauer und Bedienaufwand. Diplomarbeit. Technische Hochschule Zittau 1989 EA 6109

Fortsetzung von Seite 91

[9] *Bergeest, R.; Seyfried, P.:* Evaluation of the response of Time Division Multipliers to AC and DC input Signals. IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement 24 (1975) 4, S. 296–299

[10] *Bittner, H.; Schulz, V.; Pilz, E.; Muschick, E.:* Schaltungsanordnung zur Leistungs(Energie-)messung von Signalen hoher Frequenz. DD WP G01R/291 201.4, 11. 6. 1986

[11] *Pilz, E.; Bittner, H.; Schulz, V.:* Verfahren und Schaltungsanordnung zur Messung elektrischer Energie. DD WP G01R/263 810.0, 5. 6. 1984 EA 6104

Fehlerortungstechnik für Kabel und Leitungen – Entwicklung und gegenwärtiger Stand in der DDR

W. Pusch, KDT, Dresden

Leitungen unterschiedlicher Art finden als Verbindungselemente in Energie- und Nachrichtenanlagen Verwendung. Der Ausfall einer solchen Leitung kann ganz erhebliche volkswirtschaftliche Konsequenzen haben. Aus diesem Grunde liegt es im Interesse jedes Anlagenbetreibers, aufgetretene Fehler in Leitungen so schnell wie möglich aufzufinden und zu beheben. Da in der Regel die Ausdehnung des fehlerhaften Leitungsstückes sehr begrenzt gegenüber der Gesamtlänge der Leitung ist, spricht man vom Fehlerort. Die punktgenaue Bestimmung des Fehlerortes wird mit Hilfe der Fehlerortungstechnik durchgeführt, welche die Gesamtheit der Methoden und Geräte umfaßt, die dazu erforderlich sind. Wegen ihrer volkswirtschaftlichen Bedeutung und der ihnen anhaftenden spezifischen Besonderheiten bei der Fehlersuche konzentriert sich die Arbeit im VEB Robotron-Meßelektronik „Otto Schön" Dresden vorwiegend auf die Technik zur Fehlersuche an erdverlegten Hoch-, Mittel- und Niederspannungskabeln. Für die Fehlersuche an einem solchen Kabel hat sich folgende Strategie entwickelt:

— Vorortung
Von einem Ende der fehlerhaften, freigeschalteten Leitung aus entsteht zunächst durch erste Messungen ein Bild über die Widerstandsverhältnisse zwischen den Adern bzw. zwischen Ader und Mantel, mit dessen Hilfe die Art der vorliegenden Fehler eingeschätzt werden kann. Dann wird versucht, mit Hilfe eines Vorortungsgerätes die Fehlerortentfernung vom Meßort zu ermitteln (z. B. durch Impulsechoortung).

— Trassenverfolgung
Das Ergebnis aus dem ersten Schritt wird nun auf die Trasse übertragen, das heißt, Verfolgen des Kabelverlaufes und Ausmessen der ermittelten Entfernung. Infolge von Unregelmäßigkeiten im Kabelverlauf (unterschiedliche Verlegungstiefe, eingelegte Schlaufen usw.) in teilweise unwegsamem Gelände rechnet man mit einem Fehler von etwa 2 % Fehlerquote bei der Längenbestimmung.

— Punktgenaue Fehlerortbestimmung
Das fehlerhafte Kabel wird mit einer speziell aufbereiteten Spannung beansprucht, um an der Fehlerstelle z. B. Überschläge zu erzeugen. Dann wird in der Umgebung des ausgemessenen Punktes auf der Trasse der Ort des Maximums des Überschlaggeräusches bestimmt und dieser als Fehlerort festgelegt. Gerade der letzte entscheidende Schritt gestaltet sich bei einigen Fehlern recht langwierig. Jeder Fehler hat eine andere Struktur und ist, abhängig von Kabel- und Bodenverhältnissen, besser oder schlechter zu hören. Mancher Fehler ist nur unter Aufbietung aller technischen Möglichkeiten, Erfahrungen und unter mehrmaliger Wiederholung von Vorortung und punktgenauer Fehlerortbestimmung aufzufinden. Zur Geräteentwicklung und zur Herausbildung der beschriebenen Strategie wurden durch die Mitarbeiter des ehemaligen Funkwerkes Dresden und des VEB Meßelektronik „Otto Schön" Dresden Beiträge geleistet, und es besteht eine mehr als 35jährige erfolgreiche Tradition bei der Entwicklung und Produktion von Geräten und Meßplätzen zur Fehlerortung [1] [2] [3] [8].

1. Entwicklung der Fehlerortungstechnik (FOT) in der DDR

Im Jahre 1951 fuhr eine Gruppe von Ingenieuren und Technikern des damaligen Funkwerkes Dresden unter der Leitung von Prof. Dr.-Ing. *W. Kutzsche* (später TH Ilmenau) und Ing. *H. Winkler* mit dem gerade entwickelten Impulsoszillografen „IOG1" und einem leistungsstarken Impulsgenerator „IG1-2" (etwa 1 µs, etwa 3 kW) in das Pumpspeicherwerk nach Niederwartha bei Dresden. Dort endete eine etwa 100 km lange 110-kV-Leitung. Die Frage war, ob sich in die Leitung eingespeiste Impulse nach Durchlaufen der 200 km darstellen lassen. Mit Erfolg sammelte man so die ersten Erfahrungen, reduzierte drastisch die Sendeleistung, verkürzte die Impulsdauer und lernte Feinstrukturen in Echogrammen deuten.
Bereits im Herbst des gleichen Jahres lag das K2-Muster des ersten Fehlerortungsgerätes (FOG) der DDR, „FGHL1", welches nach dem Impulsechoverfahren arbeitete, vor. Die Entwicklung setzte sich dann 1956 mit dem „FGNL", ein FOG speziell für die Ortung von Fehlern auf Fernmeldefreileitungen, fort, das als Besonderheit einen die Leitungsdämpfung ausregelnden Verstärker besaß.
Intensive Arbeiten zum Einsatz des Impuls-Echo-Verfahrens an erdverlegten Kabeln mündeten 1960 in die Fehlerortungsgeräte „FOG 101" und „FOG 201". Bald stellte sich heraus, daß gerade an Hochspannungskabeln Fehler auftraten, die sich nicht so einfach als Echoimpuls darstellen ließen und sich erst unter Spannungseinwirkung bemerkbar machten. Eine weitere Frage, die sich bei der Kabelfehlersuche sofort stellte: Wo liegt das Kabel und wo ist punktgenau der Fehler?
Antworten auf diese Fragen brachte die Folgezeit mit verschiedenen Geräteentwicklungen (Tafel 1). Den Fehlern, die sich erst unter Spannung bemerkbar machen, versuchte man, auf zwei Wegen beizukommen.

1. Überschlagsortung, das heißt Aufladen des Kabels bis zum Spannungsdurchbruch an der Fehlerstelle und Ausmessen der Signallaufzeit der entstehenden mehrfach zwischen Fehler und Kabelende pendelnden Wanderwelle durch Start-Stop-Betrieb eines Zählers — „FOG 301". Das war recht mühsam, da die tatsächliche Signalform nicht bekannt war. Auch der schon komfortablere Nachfolger „FOG 80036" mit vereinfachter Spannungs- und Zeitfenstereinstellung verhalf dem Meßverfahren nicht zum Durchbruch.
Das Problem der Messung kurzzeitiger Signale konnte erst mit dem „FOG 80050" gelöst werden, mit dem es gelang, den flüchtigen Signalverlauf zu speichern, auf einem Display darzustellen und Periodizitäten exakt auszumessen [6]. Gleiches gilt auch für das heute praktizierte Verfahren der Stoßortung, bei dem ein Hochspannungskondensator in das Kabel entladen wird, und der Spannungsdurchbruch an der Fehlerstelle eine Wanderwelle auslöst. Erschwerend kommt hier der von Bedingungen an der Fehlerstelle abhängende nicht definierte Zündverzug hinzu, der aber auf dem Display einwandfrei zu erkennen ist.

2. Einsatz leistungsstarker Brenntechnik der KBG-Serie bis zu 110 kV Gleichspannung. Da das Kabel an der Fehlerstelle sowieso geschnitten werden muß, versuchte man, durch einen Brennprozeß die Isolation an der Fehlerstelle so zu verändern, daß ein Nebenschluß entweder Ader-Ader oder Ader-Mantel entstand, der im Impuls-Echo-Reflektogramm einen deutlich bemerkbaren Echoimpuls hinterläßt. Zwecks Trassenverfolgung wurde das Signal von NF-Generatoren entweder induktiv in den Mantel oder galvanisch zwischen die Adern oder zwischen Ader und Mantel eingespeist. Zur Verfügung standen zunächst der Trassensuchgenarator „TSG 101" (1,5 W) und der Leitungssuchgenerator „LSG 101" (100 W), die Mitte der 70er Jahre durch den „TSG 81027" (3 W) und den „LSG 81017" (200 W) abgelöst wurden. Das induzierte Magnetfeld bzw. das Differenzstromfeld wurde mit dem Leitungssuchindikator „LSI 101" und später mit dem Universalindikator 81018 abgehört und so die Trasse verfolgt.
Die gleiche Einrichtung (LSG und LSI) diente auch der punktgenauen Bestimmung festgebrannter Kabelfehler (Kurzschlüsse), indem der Aderschlag verfolgt wurde — also das sich durch die Verdrillung der Adern über der Länge drehende Magnetfeld (Wechsel von Maximum und Minimum des Magnetfeldes) —, der an der Fehlerstelle verschwindet, oder bei koaxialen Leitungen das Minimum des Magnetfeldes vom Differenzstrom verfolgt wurde, das an der Fehlerstelle eine Trübung erfährt [8].
Die punktgenaue Ortbestimmung nicht festgebrannter Fehler erfolgte meist in Hoch- und Mittelspannungskabeln durch Abhören des Überschlagsgeräusches mit Körperschallmikrofon an der Erdoberfläche und Bestimmen des Fehlerpunktes als Ort des Schallmaximums, das durch Stoßentladung erzeugt wurde.
Nachdem eine ganze Reihe von Geräten bereitstand, über deren Einsatz erst am fehlerhaften Kabelende entschieden werden konnte, war es naheliegend, diese als Meßplatz in einem Fahrzeug zu installieren. Der Kabeltechniker war auf diese Art variabel im Einsatz der Methoden der Fehlerortung. Diese Entwicklung war (vgl. Tafel 1) zwangsläufig und führte 1969 zum ersten Fehlerortungsfahrzeug (FOF). Das Fahrzeug enthielt neben den zur Fehlerortung notwendigen Geräten eine Reihe von Zusatzgeräten, Sicherheitstechnik, Anschlußleitungen und Zubehör. Selbstverständlich ist, daß die Einzelgeräte des Meßplatzes aufeinander abgestimmt

Dr.-Ing. *Wolfgang Pusch* ist Entwicklungsingenieur im VEB Meßelektronik „Otto Schön" Dresden.

Tafel 1. Zur Entwicklung der Fehlerortungstechnik im VEB Robotron-Meßelektronik „Otto Schön" Dresden

Jahr	Vorortung Freileitung Energie	Nachrichten	Kabel-Energie Impuls-Echo	Überschlag	Kabel-Nachricht. (bespult)	punktgenaue Fehlerortung, Trassensuche	Kabel-Aussuche	Brennen, Stoßen	Fahrzeuge (Auswahl)
1951	erste Versuche								
52	FGHL1 (300 km)								
56		FGNL1 (75 km)							
1960		FOG 101 (150 km) FOG 201 (200 km)							
63	FOG 501 (500 km)								
64				FOG 301 (80 km)					
66						LSI 101 LSG 101 (100 W)			
67						TSG 101 (1,5 W)		KBG 001, 101, 201 (40 kV)	
68		FOG 211 (200 km)					KAG 101		
69								KBG 601 (110 kV)	FOF 101 (110 kV – B1000)
1970						KSI 101 (Kappensuche)			
72									FOF 111 (110 kV – L03000, Mehrzweck)
74			FOG 80018 (40 km)						
75				FOG 80036 (10 km)		Univ. Ind. 81018		Brenn- u. Stoßger. 82012	FOF 83007 (15 kV – B1000)
						LSG 81017 (200 W)		Brenngerät 82036 (110 kV)	
76	FOG 80019 (500 km)				FOG 80020				FOF 83005 (110 kV – L03000, Mehrzweck)
77						TSG 81027 (3 W)		Brenn- u. Stoßger. 82022 (50 kV)	
78							KAG 81029		FOF 83012 (50 kV – B1000)
79						Erdschl. Ind. 81030			
1981			FOG 80050						
84								M 4600 (110 kV) mit Brenn- u. Stoßger. 82050 (15 kV)	FOF M 4601 (110 kV – B1000) FOF M 4602 (110 kV – LD3000, Ganzstahl)
85			M 4000 (20 km)						FOF M 4603 (110 kV – LD2002, Mehrzweck)
86	FOG M 4001 (500 km)				FOG M 4002				
87			M 4003						
88			FOG M 4005			TE-Sonde M 4202			
89						Kabelsuchempf. M 4201			

Bild 1. Hochspannungsraum FOF 101 (vorn links übereinander Kabel für LSG, Vormeßkabel, Netzanschlußkabel, im Hintergrund 110 kV Hochspannungserzeugung, davor Anschluß, vorn rechts kapazitiver Meßspannungsteiler)

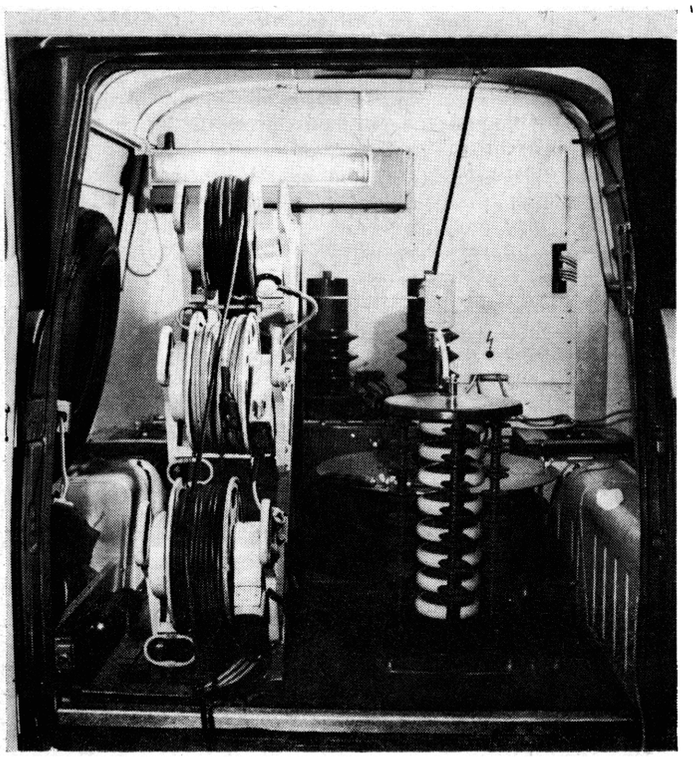
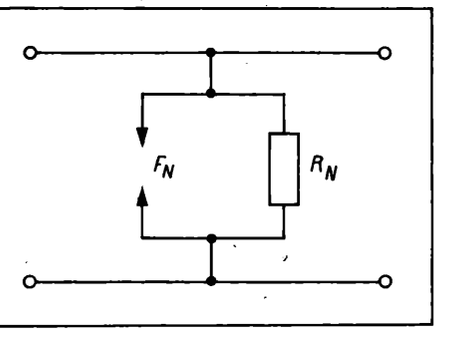


Bild 2
Allgemeiner Fehlervierpol



waren, d.h., sie bildeten ein Gerätesystem zur Lösung von Fehlerortungsaufgaben, das ständig weiterentwickelt wurde. Bis in die Gegenwart hinein ist der Meßplatz im Fahrzeug die Grundlage der Produktion von Fehlerortungstechnik.

Von Beginn an legte man Wert auf eine anwenderspezifische Konzeption der Fahrzeuge. So gibt es Fahrzeuge für den Einsatz in Kabelnetzen bis zu 30 kV (mit 110 kV Prüfspannung) und für 10-kV-Netze (50 kV) aber auch Varianten für Steuerkabel bis 15 kV.

2. Stand der Fehlerortungstechnik

2.1. Allgemeines

Der Kabelfehler in Energiekabeln ist im wesentlichen ein Nebenschluß mit parallel geschalteter Funkenstrecke und kann als Vierpol nach Bild 2 angegeben werden. Der Wert des Nebenschlusses R_N variiert zwischen dem Kurzschlußfall und dem Wert der Kabelableitung. Auch Struktur und Durchbruchspannung der sich am Fehlerort bildenden Funkenstrecke F_N können instabil sein, so daß ein tansienter Fehler entsteht, der sich gelegentlich unter Einfluß

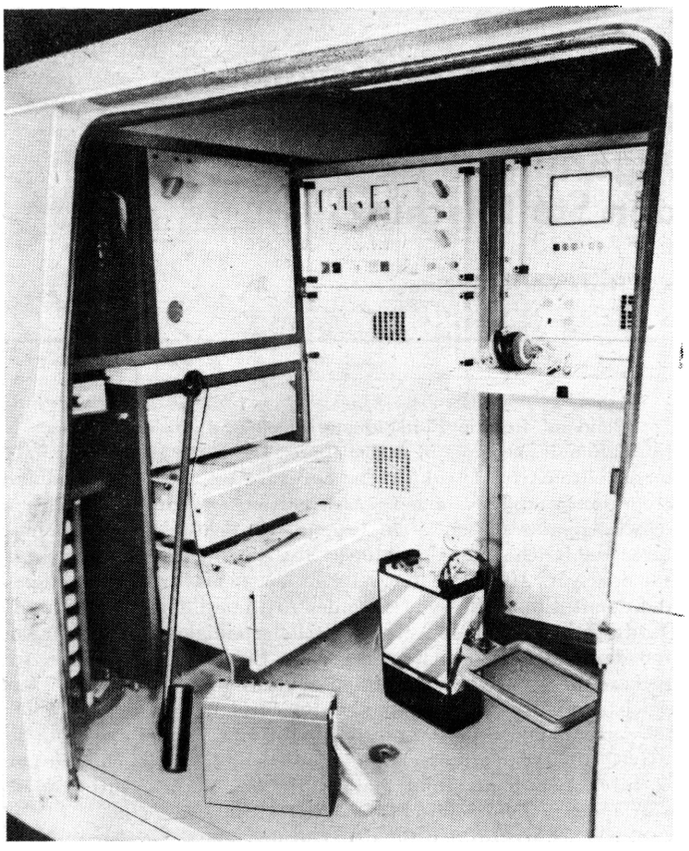


Bild 3. Bedienraum FOF M 4601 (im Vordergrund Universalindikator 81018 mit Suchspule, dahinter Trassensuchgenerator TSG 81027, in der Mitte hinten Brenn- und Stoßgerät 82050 (oben Bedienteil), oben rechts FOG M 4005, darunter Leitungssuchgenerator LSG 81017)

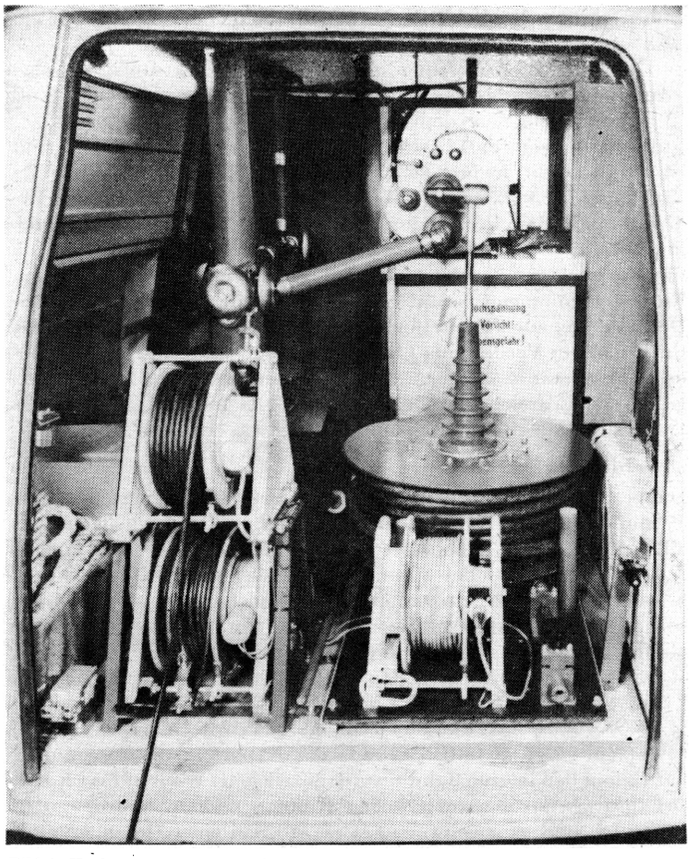


Bild 4. Hochspannungsraum FOF M 4601 (vorn links unten Erdleitungskabel, darüber Netzanschlußkabel, rechts Vormeßkabel, dahinter Hochspannungsanschlußkabel, hinten links 110 kV-Erzeugung (TuR), rechts oben Systemschalter)

von Hochspannung äußert. Eine geringe Anzahl von Fehlern sind Unterbrechungen.
Längswiderstände, sollten sie auftreten, verursachen Isolationsverbrennungen mit nachfolgendem Nebenschluß.
Der im VEB Robotron-Meßelektronik „Otto Schön" Dresden entwickelte Meßplatz ist so gestaltet, daß o.g. Fehler mit minimalem Geräteaufwand geortet werden können und darüber hinaus eine Gleichspannungsprüfung von 30-kV-Kabeln (110 kV) vorgenommen werden kann. Weiterhin sind die Kabelmantelprüfung, Kabelmantelfehlervorortung und die punktgenaue Bestimmung des Kabelmantelfehlers möglich [8].

2.2. Vorortung

Kernstück der Kabelfehlervorortung ist das Fehlerortungsgerät „M 4005", Nachfolgegerät des „FOG 80050". Es ist rechnergesteuert, hat einen schnellen Digitalspeicher und vereint in sich die Arbeitsweisen „Impulsecho" für Kurzschlüsse und Unterbrechungen sowie „HV-Test" für Stoß- bzw. Überschlagsortung, welche bei hochohmigen Nebenschlüssen und transienten Fehlern zur Anwendung kommt. In der letztgenannten Arbeitsweise wird das kurzzeitig ablaufende, durch die Wanderwelle ausgelöste Signalspiel gespeichert. Die in beiden Arbeitsweisen aufgenommenen und gespeicherten Signale werden gleichartig als Kurvenzug dargestellt und mit Hilfe von verschiebbaren Meßmarken ausgewertet. Bei richtig eingestellter spezifischer Signallaufzeit erfolgt die Anzeige der Laufzeit und Entfernung auf Basis einer Zeitmessung.
Für Kunden mit speziellen Forderungen stehen folgende Geräte bereit:

- M 4000 zur Impulsechofehlerortung an Hoch-, Mittel- und Niederspannungskabeln, Steuerkabeln, Informationskabeln, Datenleitungen und mit speziellem Zusatz an Lichtleitkabeln (bis $\approx$ 20 km)
- M 4001 zur Impulsechofehlerortung an Freileitungen aller Art (bis $\approx$ 500 km)
- M 4002 zur Impulsechofehlerortung an bespulten Fernmeldekabeln und ein spezieller Meßplatz
- M 4004 zur Impulsechofehlerortung an Hochspannungsfreileitungen. Er enthält neben dem „M 4002" eine spezielle Anpassung und einen Zusatzimpulsgenerator zur Sendeimpulsverstärkung (auf etwa 800 V), um das Signal-Rauschverhältnis zu verbessern.

Für die Vorortung von Mantelfehlern, aber auch zum Einmessen von Nebenschlüssen, wurde das Fehlerortungsgerät M 4003 entwickelt, das auf der Basis der Widerstandsmessung arbeitet.
Kabelmantelfehler führen zur Korrosion des Außenleiters und in der Folge zum Durchschlag. Zum Zweck der Mantelfehlerortbestimmung wird das FOG M 4003 mit dem „Prüf- und Stoßgerät 82037" (5 kV) oder dem „Brenn- und Stoßgerät 82050" und dem Prüfling zu einer Brücke nach *Murray* zusammengeschaltet. Im Abgleichzustand wird die Prozentzahl angezeigt, die der Mantelfehler bezogen auf die Gesamtlänge vom Einmeßpunkt entfernt liegt [8].

2.3. Hochspannungserzeugung, Stoßspannungserzeugung

Die Hochspannungserzeugung erfolgt nach dem Umrichterprinzip einheitlich von 110 kV, 14 mA bis zu kleinsten Spannungen und Strömen von 60 A an der Fehlerstelle mit einer Primärleistungsaufnahme von 2,2 kVA in der „Brenn- und Stoßanlage M 4400", die das „Brenn- und Stoßgerät 82050" enthält. Die Anlage ist also von jeder 10-A-Steckdose aus zu betreiben. Die verwendete Umrichterschaltung hat den Vorteil, daß sie sich dem Fehlerwiderstand optimal anpaßt und so in dem gesamten zu überstreichenden Bereich ein Wirkungsgrad von etwa 70 % erreicht wird. Der Stoßteil der Anlage arbeitet in den Spannungsbereichen 3 [6] 12 kV mit 900 bzw. 1800 Ws in Einzelimpulsauslösung oder im 3-Sekunden-Takt. In der Arbeitsweise „Prüfen" tritt eine Strombegrenzung in Aktion, die beim ersten Überschlag die Spannung abschaltet und so ein Brennen des Fehlers verhindert. Umfangreiche Sicherungsmaßnahmen dienen dem Schutz des Menschen, der Anlage und des Prüflings. Ein 5-kV-„Prüf- und Stoßgerät 82037", mit dem eine Stoßarbeit von 100 Ws erzeugt werden kann, ergänzt das Gerätesortiment zu kleineren Einheiten.

2.4. Punktgenaue Fehlerortbestimmung

Der Universalindikator 81018 gestattet die punktgenaue Fehlerortbestimmung nach folgenden Methoden:

- Induktive Ortung (Drallfeldortung, Suche der Minimumtrübung)
- Akustische Ortung mit Körperschallmikrofon (Kopfhörer, Instrument) durch Bestimmung des Schallmaximums mit der Möglichkeit der Anzeige der magnetischen Stoßwelle (Koinzidenz)
- Abhören des 1-kHz- bzw. 10-kHz-Tones zur Trassenverfolgung.

Neben diesen Möglichkeiten ([4] [5]) bietet der neuentwickelte „Kabelsuchempfänger M 4201" noch die Variante der

— Laufzeitdifferenzmessung zwischen dem elektromagnetischen und dem akustischen Signal des Überschlages bei der Stoßortung (Suche nach dem Minimum).

Aufgrund dessen, daß bestimmte Fehler schwierig zu finden sind, ist man bestrebt, mehrere Methoden zum Einsatz zu bringen, deren Ergebnisse sich dann gegenseitig bestätigen müssen. Diesem Ziel dient auch die Verwendung der neuentwickelten „TE-Sonde M 4202" in der Fehlerortungstechnik. Die Sonde ist als Antenne für das elektromagnetische Signal des Überschlages anzusehen. Einsatzerprobungen bestätigen ihre Eignung für diesen Zweck. Der punktgenauen Mantelfehlerortung dient der „Erdschlußindikator 81030" in Verbindung mit dem „Brenn- und Stoßgerät 82050" oder Prüf- und Stoßgerät 82037. Es wird auf den Kabelmantel gegen das Erdreich gestoßen und das Zentrum des sich über der Fehlerstelle ausbildenden Spannungstrichters ermittelt.

3. Fehlerortungsfahrzeuge

Die beschriebene, den modernen Erkenntnisstand repräsentierende Technik, nach Kundenwunsch durch Trassensuchgenerator „TSG 81027" bzw. Kabelaussuchgerät „KAG 81029" und anderes Zubehör ergänzt, bildet zusammen mit der erforderlichen Sicherheitstechnik (Sicherheitsstromkreis, Erdspieß, Erdungskabel usw.) sowie den Anschlußkabeln den Meßplatz zur Fehlerortung, wie er als Maximalvariante in Fahrzeugen installiert wird. Der VEB Robotron-Meßelektronik „Otto Schön" Dresden produziert gegenwärtig den Typ „M 4603.11" und den Typ „M 4603.10", eine spezielle Variante für die Sowjetunion (elektrotechnisches Labor), sowie den „Typ M 4601". Gerade der Export in die Sowjetunion hat sich in den letzten Jahren stark entwickelt. Während noch 1977 2 Fahrzeuge an die sowjetischen Kunden verkauft wurden, 1979 schon 12, sind es gegenwärtig etwa 110, bei einer Gesamtproduktion von etwa 200 Fehlerortungsfahrzeugen im Jahr. Neben den genannten Typen wird der Meßplatz auch in kundeneigene Fahrzeuge installiert. So wurden in den letzten Jahren folgende Fahrzeuge ausgerüstet: FIAT als Werbefahrzeug; TAM und Renault für Jugoslawien; AVIA für die ČSSR; Mercedes für Ägypten, Kuweit, Hongkong; TV21 und ZUK für VR Polen; Bucegi für VR Rumänien. Neben den „Kleinserien" (bis zu 20 Stück) wird auf Kundenwunsch der Meßplatz einsatzbereit auf Paletten montiert und kann durch den Kunden selbst in den Fahrzeugen installiert werden (z. B. Indien).

4. Probleme, Perspektiven

Die Methoden der Vorortung sind so weit entwickelt, daß nicht zwingend eine neue Technik entstehen muß. Vielmehr wird die Mikroelektronik noch weiter in diesen Bereich eindringen, und es werden kleinere, leichtere, aber auch robustere Geräte entstehen, die eventuell abgerüstet Überwachungsfunktionen übernehmen könnten. Die klassische Fehlerortungstechnik tritt in Aktion, wenn der defekte Leitungsabschnitt bekannt ist; allerdings wäre für den Anlagenbetreiber interessant, wenn dieser schon unmittelbar nach Fehlereintritt in irgendeiner Form angezeigt werden würde (automatische Vorortung). An dieser Stelle wäre die Frage nach der Perspektive des langwierigen, geräteaufwendigen Brennens des Kabelfehlers interessant.

Wir vertreten die Auffassung, daß Fehler, die niederohmig gebrannt sich als Kurzschluß darstellen lassen, auch mit der Gerätekombination Stoßgenerator/„M 4005" bei entsprechend sorgfältiger und sachkundiger Auswertung des Signalverlaufes (evtl. rechnergestützt) vorgeortet werden können. In diesem Zusammenhang ist ganz allgemein der Einsatz der Rechentechnik in der Fehlerortung denkbar (Averaging, Korrelation usw.) und auch bereits praktiziert worden. Die genannten Probleme sind im übrigen vor dem Hintergrund zu sehen, leistungsfähige Fehlerortungsmeßplätze in immer kleinere Fahrzeuge einbauen zu wollen. Auf dem Gebiet der punktgenauen Fehlerortbestimmung wird die Suche nach neuen, wirkungsvolleren Methoden weitergehen.

Schließlich sei das vieldiskutierte Problem der PE-Kabelprüfung erwähnt, wonach Gleichspannung zu einem Restlebensdauerverlust des Kabels führt. So weist die Fehlerortungstechnik möglicherweise in den ganz neuen Bereich der Prophylaxe. Denn als Alternativlösung für die Gleichspannungsmessung wird weltweit die Teilentladungsmessung diskutiert. Diese Messung wird im Kabelwerk unter Nennspannungsbedingungen zur Qualitätskontrolle herangezogen. Es wäre wünschenswert, diese Messungen am erdverlegten Kabel wiederholen zu können. Aber weder die dafür erforderliche

Fortsetzung auf Seite 118

Digitale Schutztechnik im Elektroenergiesystem – Algorithmen für den Staffelschutz[1)]

H.-J. Herrmann, KDT, Zittau

Entscheidend für die Funktionsweise eines digitalen Schutzes ist die Wahl eines geeigneten Algorithmus. Die Untersetzung der in [1] vorgestellten Grundstruktur der Software erfolgt durch modulare Programmkomplexe, denen Algorithmen in unterschiedlichem Schwierigkeitsgrad zugrunde liegen. Die Schutzkriterien können durch zahlreiche Meßalgorithmen realisiert werden, die sich im numerischen Aufwand (notwendige mathematische Operationen und damit direkte Beeinflussung der Arithmetikforderungen an die Hardware) und dem Meßverhalten (Meßgenauigkeit unter dem Einfluß der diskreten Signalverarbeitung, Störeinflüsse von Netzfrequenzschwankungen, aperiodisch abklingendes Gleichglied, Ausgleichs- und Überschwingungen) unterscheiden.

Mit den nachfolgenden Ausführungen soll eine Vorstellung repräsentativer Algorithmen vorgenommen werden, die meßtechnisch gute Eigenschaften haben und gleichzeitig bei Berücksichtigung des Aufwandes in Schutzeinrichtungen implementierbar sind.

Von den Schutzkriterien für den Leitungsschutz werden jene ausgewählt, die keine zusätzlichen Wirkverbindungen benötigen und mit dem Zusatzkriterium Zeit eine leistungsfähige Lösung ergeben. Den dazu allgemeingültigen Staffelplan zeigt Bild 1.

Hohe Genauigkeitsforderungen für die Staffelgrößen (z. B. Strom, Impedanz) ergeben sich an den Kippunkten K_i (mit $i = 0, 1, 2, 3$). Die Selektivität am Relaisbauort (Punkt K_0) wird, wenn notwendig, durch ein zusätzliches Richtungsglied gewährleistet.

1. Ausgewählte Meßalgorithmen

1.1. Strom, Spannung

In [1] wurde bereits in die Schreibweise diskreter Größen eingeführt, welche allgemein mit x_k (k drückt den Zeitpunkt der Abtastung aus) bezeichnet werden sollen. Bei der Strom- und Spannungsmessung ist anstelle x_k i_k bzw. u_k zu schreiben.

In Ergänzung zu [2] werden nachfolgende Algorithmen diskutiert:

a) Momentanwertüberwachung

Die abgetasteten Momentanwerte werden mit dem Ansprechwert verglichen. Als Auslösebedingungen gilt:

$$x_k > x_{an} \tag{1}$$

Für x_{an} setzt man zweckmäßigerweise den Scheitelwert ($\sqrt{2}\,X_{an}$) an. Zur Erzielung einer ausreichenden Meßgenauigkeit bei sinusförmiger Eingangsgröße ergeben sich Anforderungen an die Form der Abtastung und an die Abtastfrequenz, welche lauten:

1. netzfrequenzsynchronisierte Abtastung mit Abtastfrequenzen, die 200 Hz bzw. ein Vielfaches betragen oder
2. unsynchronisierte Abtastung mit der Wahl einer hohen Abtastfrequenz bzw. als Alternativlösung einer niedrigen Abtastfrequenz, die kein Vielfaches der Netzfrequenz ist.

Beispiel: Abtastintervall $\Delta t = 3$ ms $\triangleq f_A = 333{,}3$ Hz

Innerhalb eines Meßintervalls von < 30 ms nach Fehlereintritt kann der Scheitelwert mit einem Fehler von $\Delta x/x = -1{,}2\,\%$ gemessen werden.

Der Nachteil dieser Meßmethode besteht in der Anfälligkeit gegenüber Störungen, d. h. bei Abweichungen von sinusförmigen Signalen. Eine Auslösesignalgenerierung sollte erst nach mehreren Überschreitungen in definierten Zeitintervallen erfolgen.

Dr.-Ing. *Hans-Joachim Herrmann* ist wissenschaftlicher Oberassistent am Lehrstuhl Elektroenergieversorgung/Schutztechnik an der Sektion Elektroenergieversorgung und Anlagenautomatisierung der Technischen Hochschule Zittau.

[1)] Die Arbeit entstand im Rahmen eines Auftrages der FG „Elektroenergietransport" (ELTRA) des VEB Kombinat Automatisierungsanlagenbau.

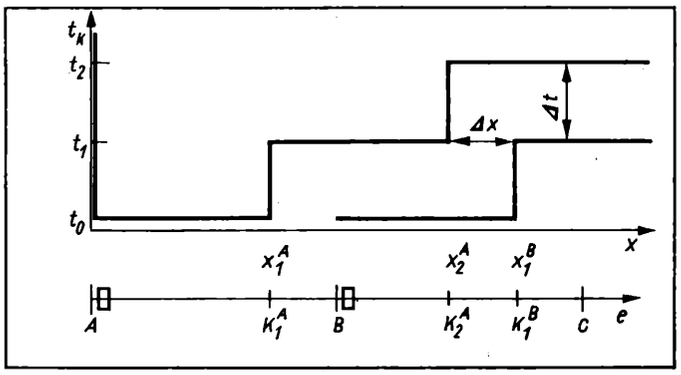


Bild 1. Prinzip der Meßgrößen-Zeit-Staffelung (X_1, X_2 gestaffelte Meßgrößen)

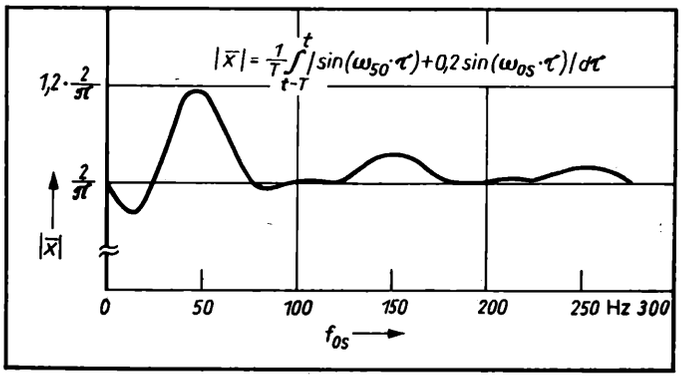
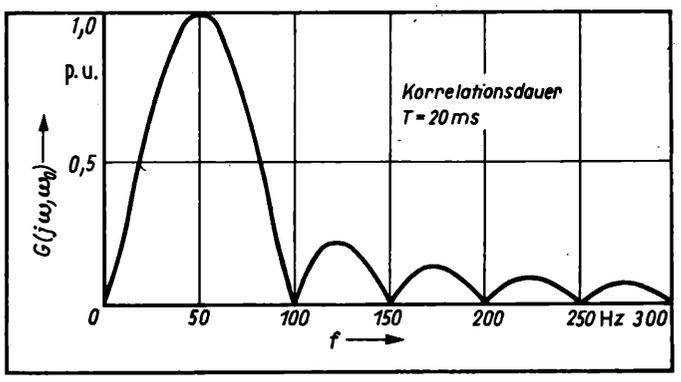


Bild 2. Filterverhalten Gleichrichtwertalgorithmus



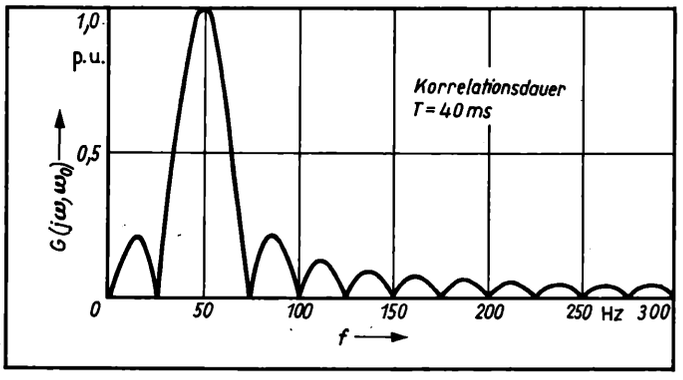


Bild 3. Filterverhalten bei Korrelation
a) mit sinusförmigen Größen (Rechteckfenster)

b) mit sinusförmigen Größen (Rechteckfenster)

b) Berechnung des Gleichrichtwertes

Mit diesem Verfahren erfolgt die Berechnung des arithmetischen Mittelwertes einer gleichgerichteten Eingangsgröße gemäß

$$|\bar{x}| = \frac{1}{N}\sum_{K=1}^{N} |x_k| \qquad (2)$$

N Anzahl der Abtastungen je Periode

Der Vorteil dieser Meßmethode besteht darin, daß Störungen mit der Wertigkeit $1/N$ eingehen und nach jeder neuen Stützstelle sofort ein aktuelles Ergebnis vorliegt. Das Einschwingverhalten beträgt eine Periode. So sind Reaktionszeiten innerhalb von 20 ms möglich. Bei rekursiver Berechnung reduziert sich der Aufwand auf eine Addition und Subtraktion sowie der notwendigen Ringspeicherorganisation. Um einen kleinen systematischen Fehler bei unsynchronisierter Abtastung zu erreichen, wird eine ungerade Anzahl von Stützstellen je Periode empfohlen. Mit $N = 9$ liegt der Integrationsfehler bei sinusförmiger Eingangsgröße bereits im Bereich zwischen + 0,5 % und − 1 %.

Durch die Betragsbildung in (2) wird die analytische Bewertung der Filtereigenschaften erschwert. Simulationsrechnungen zeigten, daß Filtereigenschaften eines Transversalfilters gemäß Bild 4a) auftreten (Bedämpfung: ungeradzähliger und Auslöschung geradzähliger Oberschwingungen). Bild 2 bestätigt diese prinzipielle Aussage für den Fall des Phasenwinkels der Oberschwingung $\varphi_{0s} = 0°$.

c) Berechnung des Effektivwertes

Als Berechnungsvorschrift kann die Grundbeziehung für den geometrischen Mittelwert

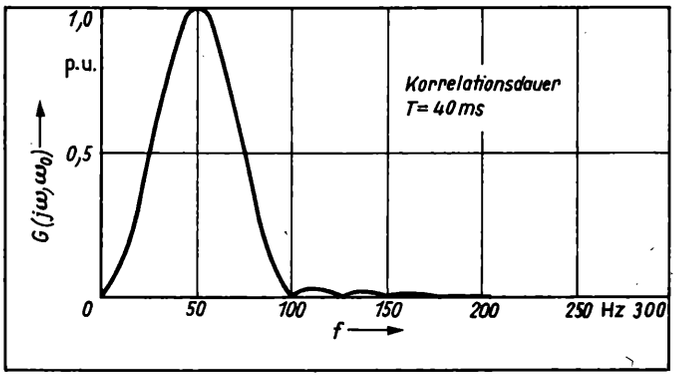
$$X = \sqrt{\frac{1}{N}\sum_{k=1}^{N} x_k^2} \qquad (3)$$

verwendet werden. Durch das Quadrieren des Eingangssignals treten keinerlei Filtereigenschaften auf. Fordert man den Effektivwert der Grundschwingung, so kann die Filterwirkung von Korrelationsalgorithmen, z.B. Fourieranalyse, ausgenutzt werden. Der Effektivwert ist dann aus den Einzelkomponenten (Zeigerbetrachtung) ableitbar:

$$X = \sqrt{X_r^2 + X_i^2} \qquad (4)$$

mit

$$X_r = \frac{2}{N}\sum_{k=0}^{N-1} x_k \cos\left(\frac{2\pi}{N}k\right) \qquad (5)$$



c) mit sinusförmigen Größen ($\cos^2$-Fensterfunktion)

$$X_i = \frac{2}{N}\sum_{k=0}^{N-1} x_k \sin\left(\frac{2\pi}{N}k\right). \qquad (6)$$

Das prinzipielle Filterverhalten geht aus Bild 3a) hervor. Neben dem Gleichglied werden alle höheren Harmonischen bedämpft. Eine Verbesserung der Filtereigenschaften kann durch Verlängerung des Integrationsintervalls [Bild 3b)] bei Vergrößerung des Einschwingens bzw. durch die Bewertung der Komponenten (X_r, X_i) mit einer anderen Fensterfunktion, z.B. $\cos^2$-Funktion [Bild 3c)], bei Erhöhung des mathematischen Aufwandes erreicht werden. In obiger Schreibweise von (5) und (6) wird als Fensterfunktion eine Rechteckfunktion benutzt. Insgesamt erfordern die Algorithmen zur Effektivwertberechnung gegenüber b) einen höheren arithmetischen Aufwand.

1.2. Impedanz

Aus den Augenblickswerten von Strom und Spannung wird eine komplexe Impedanz in bevorzugt karthetischer Schreibweise berechnet. Es erfolgt aus der Vielzahl der Algorithmen [2] [3] eine Diskussion der leistungsstärksten, welche auch den Anspruch auf Echtzeitfähigkeit erheben können.

a) Anwendung von Korrelationsverfahren

Analog der Vorgehensweise nach Abschnitt 1.1. c) wird mittels (5) und (6) der zum Betrachtungszeitpunkt aktuelle Spannungs- und Stromzeiger berechnet. Die Impedanzberechnung realisiert man über die Definitionsgleichungen:

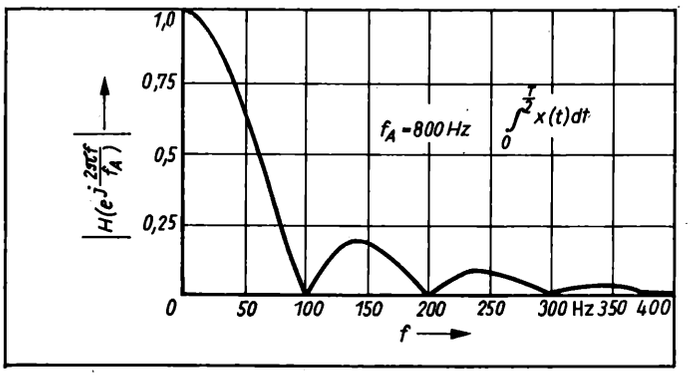
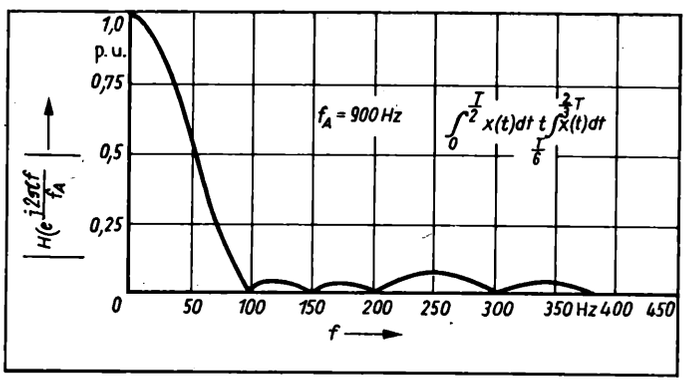


Bild 4. Filterverhalten
a) Integration (Integrationsverfahren: Trapezformel)



b) zusammengesetzter Teilintegrale (Integrationsverfahren: Trapezformel)

$$\underline{Z} = \frac{U_r + j\,U_i}{I_r + j\,I_i} = \underbrace{\frac{U_r I_r + U_i I_i}{I_r^2 + I_i^2}}_{R} + j\,\underbrace{\frac{U_i I_r - U_r I_i}{I_r^2 + I_i^2}}_{X}. \tag{7}$$

Für höhere Harmonische hat dieses Meßverfahren ein sehr gutes Filterverhalten. Aperiodische Eingangssignale (z. B. abklingendes Gleichglied) führen zu Meßfehlern, da die Ausgangsgleichungen (5) und (6) nur für stationäre Signale gelten. Eine Verringerung kann mit vorgeschalteten digitalen Hochpaßfiltern erreicht werden. Meßfehler treten ebenfalls bei unsynchronisierter Abtastung durch Netzfrequenzänderungen bei der Reaktanzbestimmung (X ist frequenzabhängig) auf.

b) Anwendung der Leitungsgleichung

Durch die aus numerischen Gründen verwendete Leitungsgleichung 1. Ordnung

$$u = R\,i + L\,\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} \tag{8}$$

wird die Ursache für die aperiodische Komponente bereits im Lösungsansatz berücksichtigt und damit eine Indifferenz bewirkt. Die möglichen Lösungsvarianten unterscheiden sich im Filterverhalten bzw. in der Ausblendung von Störungen.

— A 4-Methode

Für sinusförmige Eingangsgrößen führte *Lobos* [4] eine Korrekturrechnung bei der numerischen Umsetzung des Differenzenquotienten durch und leitete nachfolgende Berechnungsgleichung ab:

$$R = \frac{u(t_2)\,[i(t_4) - i(t_2)] - u(t_3)\,[i(t_3) - i(t_1)]}{i(t_2)\,[i(t_4) - i(t_2)] - i(t_3)\,[i(t_3) - i(t_1)]} \tag{9}$$

$$X = 2\sin(\omega\,\Delta t)\,\frac{i(t_2)\,u(t_3) - i(t_3)\,u(t_2)}{i(t_2)\,[i(t_4) - i(t_2)] - i(t_3)\,[i(t_3) - i(t_1)]} \tag{10}$$

t_i Zeitpunkt der Abtastung ($i = 1, 2, 3, 4$)

Eine vorteilhafte Anwendung ergibt sich aus der Forderung nach niedrigen Abtastfrequenzen [5], wie z. B. $N = 8$ ($f_A = 400$ Hz). Nachteilig ist der unmittelbare störende Einfluß von Überschwingungen sowie Netzfrequenzänderungen auf die Reaktanzbestimmung, sowie Kurvenverzerrungen durch Stromwandlersättigung.

— Integrale Auswertung

Dem Grundgedanken folgend, den Differentialquotienten $\mathrm{d}i/\mathrm{d}t$ zu umgehen und gleichzeitig Filtereigenschaften zu erzielen, erreicht man durch Integration von (8). Die Wahl der Integrationsgrenzen bestimmen die Filtereigenschaften. In Tafel 1 sind für ausgewählte Integrationsverfahren die Übertragungsfunktionen zusammengefaßt. Die Anzahl der Stützstellen N korrespondieren mit dem Integrationsintervall.

$$\int_t^{t+\tau} u\,\mathrm{d}t = R\int_t^{t+\tau} i\,\mathrm{d}t + L\,[i(t+\tau) - i(t)]. \tag{11}$$

Mit der Festlegung $\tau = \frac{T}{2}$ werden geradzahlige Harmonische [Bild 4a)] unterdrückt. Die Aufspaltung der Integrale in Summen von Teilintegralen und die geeignete Wahl der Integrationsgrenzen führt zu besseren Filtereigenschaften [6] [Bild 4b)].
Die zwei notwendigen unabhängigen Gleichungen zur Berechnung von R, L entstehen, indem (11) unmittelbar und mit um Δt verschobenen Grenzen als Ausgangsgleichung benutzt wird. Die Lösung des Gleichungssystems führt zu nachfolgender Berechnungsvorschrift:

$$R = \frac{[i(t+\tau) - i(t)]\int_{t+\Delta t}^{t+\Delta t+\tau} u\,\mathrm{d}t - [i(t+\Delta t+\tau) - i(t+\Delta t)]\int_t^{t+\tau} u\,\mathrm{d}t}{[i(t+\tau) - i(t)]\int_{t+\Delta t}^{t+\Delta t+\tau} i\,\mathrm{d}t - [i(t+\Delta t+\tau) - i(t+\Delta t)]\int_t^{t+\tau} i\,\mathrm{d}t} \tag{12}$$

$$L = \frac{\int_t^{t+\tau} u\,\mathrm{d}t \int_{t+\Delta t}^{t+\Delta t+\tau} i\,\mathrm{d}t - \int_{t+\Delta t}^{t+\Delta t+\tau} u\,\mathrm{d}t \int_t^{t+\tau} i\,\mathrm{d}t}{[i(t+\tau) - i(t)]\int_{t+\Delta t}^{t+\Delta t+\tau} i\,\mathrm{d}t - [i(t+\Delta t+\tau) - i(t+\Delta t)]\int_t^{t+\tau} i\,\mathrm{d}t}. \tag{13}$$

Vorteile in der Anwendung ergeben sich aus der Indifferenz gegenüber Gleichanteilen, der Netzfrequenzunabhängigkeit und den Filtereigenschaften. Letzteres erfordert eine gezielte Stützstellen-

Tafel 1. Übertragungsfunktion ausgewählter Integrationsverfahren $N = (t_N - t_0)\cdot f_A$; t_0 untere und t_N obere Integrationsgrenze

Integrationsverfahren $y = \int_{t_u}^{t_o} x(t)\,\mathrm{d}t$	Übertragungsfunktion
Rechteckformel unterschreitend: $y \approx \frac{t_o - t_u}{N}\sum_{k=0}^{N-1} x_k$	$G\left(j\frac{2\pi f}{f_A}\right) = \frac{1}{f_A}\left\lvert\frac{\sin N\,\pi f/f_A}{\sin \pi f/f_A}\right\rvert e^{-j(N+1)\pi f/f_A}$
Trapezformel: $y \approx \frac{t_o - t_u}{2N}\left(x_0 + 2\sum_{k=1}^{N-1} x_k + x_N\right)$	$G\left(j\frac{2\pi f}{f_A}\right) = \frac{1}{f_A}\left\lvert\frac{\cos(\pi f/f_A)\cdot\sin(N\,\pi f/f_A)}{\sin \pi f/f_A}\right\rvert e^{-j\,N\,\pi f/f_A}$
Simpsonformel: $y \approx \frac{t_o - t_u}{3N}\left(x_0 + 4\sum_{k=1}^{N/2} x_{2k-1} + 2\sum_{k=1}^{N/2-1} x_{2k} + x_N\right)$	$G\left(j\frac{2\pi f}{f_A}\right) = \frac{2}{3f_A}\left\lvert\frac{(2+\cos(2\,\pi f/f_A)\cdot\sin(N\,\pi f/f_A))}{\sin 2\,\pi f/f_A}\right\rvert e^{-j\,N\,\pi f/f_A}$
Bedingung: N gerade	

wahl (Integrationsgrenzen-Filterwirkung) und ausreichende Stützstellen (Integrationsfehler). Gegenüber der A 4-Methode erhöht sich der mathematische Aufwand nur unwesentlich, da Integrale rekursiv berechenbar sind. Einschränkend wirkt jedoch die höhere Abtastfrequenz und die damit verbundene Verringerung des verfügbaren Zeitintervalls Δt für die Berechnung.

— Fehlerminimierung

Unter Anwendung von Regressionsverfahren versucht man, weitere Störeinflüsse, wie Rauschen, Ausgleichsschwingungen durch die Leitungskapazitäten u.a., zu kompensieren. Bisher wurde nachfolgender Lösungsgedanke verfolgt, wobei $\varepsilon(t)$ den Fehler ausdrückt, welcher zu minimieren ist:

$$\varepsilon(t) = R \int_{t}^{t+\tau} u\,\mathrm{d}t + L\,[i(t+\tau) - i(t)] - \int_{t}^{t+\tau} u\,\mathrm{d}t. \qquad (14)$$

Aus der Minimierungsbedingung nach *Gauß* — der mittlere quadratische Fehler muß Null sein — ergeben sich die unabhängigen Gleichungen zur Berechnung von R und L:

$$\frac{\partial\,\overline{\varepsilon^2}(t)}{\partial R} = 0 \qquad \frac{\partial\,\overline{\varepsilon^2}(t)}{\partial L} = 0. \qquad (15)$$

Im Ergebnis formaler Anwendung mathematischer Grundbeziehungen entsteht eine Lösung mit Mehrfachintegralen (siehe auch [2]). Das sehr gute Meßverhalten erfordert jedoch seinen Preis in einem höheren mathematischen Aufwand. Die Anzahl der Multiplikationen bei (9), (10), (12) und (13) von 6 erhöhen sich bei der Lösungsvariante nach *Bonard* [8] auf 14 und *Ranjbar*, *Cory* [7] auf 18. Mit der weiteren Entwicklung der Mikroprozessortechnik werden diese Lösungen ihre Realisierung finden. Insbesondere wird auch auf in anderen Wissensgebieten übliche Meß- bzw. Berechnungsverfahren wie Parameterschätzung [9] zurückgegriffen. Die Hauptarbeit liegt in der schutzobjektbezogenen Modellbildung.

1.3. Zusatzkriterium Phasenwinkel

Zur Erfüllung der Forderung nach strenger Fehlerortselektivität werden in Ringnetzen Richtungsglieder benötigt. Ihre Notwendigkeit ergibt sich auch bei Distanzschutzeinrichtungen mit polygonaler Auslösekennlinie, da Fehler in unmittelbarer Nähe des Relaiseinbauortes (Kleine Spannung — größerer Quantisierungsfehler — größere Ungenauigkeiten in der Resistanz- und Reaktanz- (Induktivitäts-)bestimmung) Fehlmessungen der komplexen Impedanz bewirken können, welche zum Sperren des Schutzes bzw. zum Auslösen bei Rückwärtsfehler führen.

Das eigentliche Kriterium eines jeden Richtungsgliedes ist der Phasenwinkel zwischen Strom und Spannung.

Er läßt sich prinzipiell mit den unter Abschnitt 1.2. angegebenen Impedanzmeßalgorithmen bestimmen. Um die eingangs genannten Probleme des Fehlmessens bei Nahfehlern zu umgehen, ist stets eine ausreichende Signalamplitude zu garantieren, die mit den Spannungsdaten vor Fehlereintritt gegeben ist. Nachteilig ist der hohe arithmetische Aufwand für die Richtungsbestimmung.

Eine Alternativlösung ist das Überdeckungszeitverfahren, — vereinfachte Phasenwinkelmessung durch Vorzeichenauswertung der Abtastwerte von Strom und Spannung.

$$\varphi \sim \sum_{K=1}^{\frac{N}{2}} \operatorname{sgn}(i_k) \oplus \operatorname{sgn}(u_k). \qquad (16)$$

Ein ausreichendes Meßverhalten muß durch eine entsprechende Abtastfrequenz (Winkelfehler: $\pm 360°/N$), maximale Empfindlichkeit im Kurzschlußfall (Drehung der Zeiger) und Verwendung einer Mindestspannung (z.B. Spannung vor Fehlereintritt) garantiert werden.

2. Aspekte der Algorithmenauswahl

Abschnitt 1 verweist auf zahlreiche unterschiedliche Lösungsvarianten, die sich im numerischen Aufwand und den meßtechnischen Eigenschaften unterscheiden. Dem Relaishersteller obliegt nun die Aufgabe, unter den Bedingungen einer ökonomischen Fertigung und der Gewährleistung der Leistungsparameter die Wechselwirkung zwischen Hardware (Mikroprozessorauswahl-Systemarchitektur) und Software (Algorithmenauswahl) zu lösen.

Neben den prinzipiellen Forderungen, die sich aus der Verarbeitung diskreter Signale (Abtastfrequenz-Bandbegrenzung; Quantisierung-Aussteuerung; Zahlenformate-Arithmetik) ergeben, sind folgende grundsätzlichen Probleme zu klären:

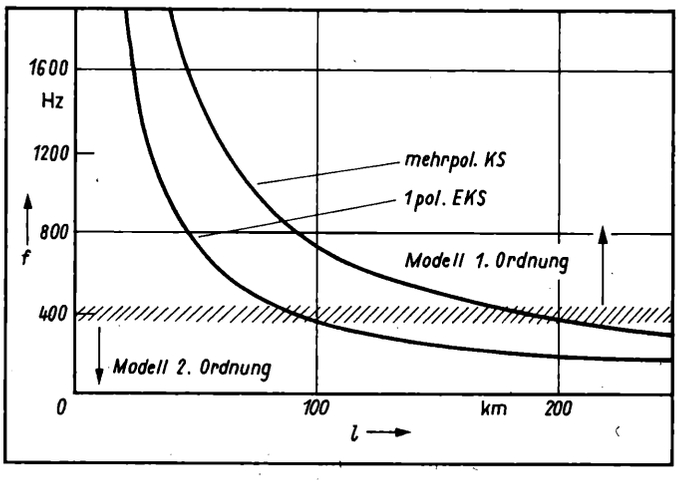


Bild 5. Dominante Frequenz der Ausgleichsschwingung einer Hochspannungsfreileitung
1 Fehlerentfernung

a) Welche Forderungen stellt das Schutzobjekt an die Wahl des Modellansatzes?

Diese Fragestellung tangiert die Überlegungen zur Tauglichkeit bzw. zu den Einsatzgrenzen des jeweiligen Schutzkriteriums. Für einen Überlastschutz muß z.B. der effektive Strom gemessen werden, da dieser die Beanspruchung verursacht. Filtereigenschaften würden zu falschen Entscheidungen führen, und somit ist (3) zu benutzen. Für die Bestimmung der Fehlerentfernung auf der Leitung ist die Impedanz (Resistanz und Reaktanzberechnung) tauglich. Gemäß Bild 5 nähert sich die dominante Frequenz der Ausgleichsschwingung bei wachsender Fehlerentfernung immer mehr der Netzfrequenz. Das bedeutet, daß die Kapazitäten stärker die Impedanzmessung beeinflussen und ein Modell 1. Ordnung (R, L) zur Fehlmessung führt. Abhilfe kann durch Verwendung eines Modells 2. Ordnung bzw. geeignete Kennliniengestaltung (z.B. fehlerentfernungsabhängiger Korrekturfaktor) geschaffen werden, die jedoch eine gute Filterung für eine minimale Varianz der Ergebniswerte erfordert.

b) Welche geräteteohnische Basis soll und kann benutzt werden?

Diesbzgl. spielen technologische Fragen, die Verfügbarkeit leistungsfähiger mikroelektronischer Bauelemente, Erfahrungen mit dem Umgang von elektronischen Schaltungen, die Verwendung universeller Baugruppen u.a.m. eine entscheidende Rolle.

Vom Gesamtkonzept wird auch die Strategie der Algorithmenauswahl, mit dem Optimierungskriterium minimale Varianz der Ergebniswerte, beeinflußt.

Folgende zwei Grundvarianten sind denkbar:

1. Bereitstellung von sinusförmigen Größen für die Meßalgorithmen durch vorgeschaltete Filter in Analogtechnik bzw. Digitaltechnik, z.B. implementiert in Signalprozessoren [10] [11]. Dadurch ist es möglich, einfache Meßalgorithmen, z.B. A 4-Methode gemäß (9), (10), zu benutzen und die Berechnung mehrerer Schleifenimpedanzen durch einen Prozessor vorzunehmen.
2. Direkte Bereitstellung der bandbegrenzten Eingangssignale und damit Unterdrückung von Störungen durch den Meßalgorithmus in den Varianten
   - Analog 1. mit einem einfachen Meßalgorithmus ergänzt durch einen digitalen Filteralgorithmus.
   - Auswahl komplizierter Meßalgorithmen, die gleichzeitig Filtereigenschaften haben und somit zur minimalen Varianz führen. Hier sei z.B. für das Kriterium Impedanz an die Fourieranalyse (7) und an fehlerminimierende Verfahren gemäß (15) oder die Anwendung von Parameterschätzverfahren gedacht.

Insgesamt müssen die Forderungen nach höheren Abtastfrequenzen und zahlreichen Rechenoperationen erfüllt werden und folglich für anspruchsvolle Schutzeinrichtungen Mehrprozessorsysteme zum Einsatz kommen [12].

3. Zusammenfassung

Am Beispiel der Schutzkriterien Strom, Spannung, Impedanz und Phasenwinkel wird mit zahlreichen Lösungsvorschlägen in die

Fortsetzung auf Seite 110

Digitaler Uberstromzeit- und Distanzschutz[1)]

H.-J. Herrmann; R. Rönnecke, KDT; Zittau

Der Beitrag beschreibt konkrete Gerätelösungen für einen mehrstufigen Überstromzeitschutz mit und ohne Richtungsentscheid sowie Distanzschutz in unterschiedlichen Ausbaustufen. Ausgehend von den Darlegungen zu den allgemeinen Grundlagen des Digitalschutzes [1] und möglichen Meßalgorithmen für den Staffelschutz [2] werden nachfolgend auf der Grundlage in der DDR verfügbarer Mikroprozessoren Laborlösungen für meßgrößen- und zeitgestaffelte Schutzsysteme vorgestellt.
Diese Zielstellung erfüllt den Zweck, theoretische Überlegungen durch praktische Untersuchungen, wie z.B. Implementierbarkeit der Algorithmen auf der vorhandenen Mikroprozessortechnik, Methodik des Softwareentwurfes und deren umfassende Erprobung, Einbindung von Maßnahmen zur Zuverlässigkeitserhöhung (Selbstüberwachung), Gestaltung der Kommunikationsschnittstellen (Mensch-Maschine-Interface), Schlußfolgerungen für Maßnahmen zur Gewährleistung der elektromagnetischen Verträglichkeit u.a.m. zu stützen. Gleichzeitig werden mit den Ergebnissen Voraussetzungen für die Entwicklung leistungsfähiger digitaler Schutzsysteme geschaffen und frühzeitig in der Aus- und Weiterbildung durch Laborpraktika potentielle Nutzer in wesentliche Komponenten dieser neuen Technik eingeführt.

1. Hardwaregrundkonzepte

1.1. Architektur der Schutzsysteme

Angelehnt an die in [1] Bild 3 dargestellte Grundstruktur der Hardware wurden Komponenten geschaffen, die es erlauben, Schutzsysteme in unterschiedlichem Schwierigkeitsgrad zu realisieren. Bild 1 beschreibt ein Minimalsystem, welches auch die notwendigen Baugruppen zur Meßwerterfassung enthält. Der Mikroreohner arbeitet neben dem Schutz- noch das Steuerprogramm für die Meßwerterfassung (Meßkanalanwahl, Start der Analog-Digital-Umsetzung, Datenabspeicherung) ab.
In der konkreten Ausführungsvariante besteht der Schutzrechner aus K 1520-Baugruppen (ZRE, Speicher), einer speziell entwickelten buskompatiblen A/D-Umsetzerplatine mit 16 analogen Eingängen [3] und einem I/0-Interface zur Kommunikation mit einem Handbediengerät einschließlich IFSS-Schnittstelle [4] (siehe auch Bild 3). Die Baugruppen zur Ankopplung an die Schutzwandler umfassen die Geräteeingangswandler, die Pegelanpassung und ein Anti-Aliasing-Filter (vorzugsweise als Butterworth-Tiefpaß 3. Ordnung ausgeführt). Sie sind in einem separaten Gefäßsystem untergebracht. Die Standardschaltung für einen Kanal zeigt Bild 2. Zur Beherrschung der Dynamik beim Strom sind 2 Wertebereiche vorgesehen, wobei die ADU-Leiterkarte automatisch den aktuellen Meßbereich (Umschaltung durch einen Komparator) erkennt und ein Kennbit bereitstellt.
Die in Bild 3 dargestellte umfassende Struktur wurde einerseits gewählt, um in Etappen anspruchsvollere Aufgaben, z.B. durch den zusätzlichen Einsatz eines Arithmetikprozessors, zu lösen und gleichzeitig die Varianten

- Meßwerterfassung und Verarbeitung im Feld oder
- Meßwerterfassung im Feld, optische Meßwertübertragung und Verarbeitung in der Warte

untersuchen zu können.
Die Meßwerterfassung entspricht Bild 1, jedoch besitzt der Rechner nicht das I/0-Interface. Die Übergabe der aktuellen Einstellparameter (Kanalanzahl, Abtastfrequenz) erfolgt vom Feldrechner aus über Dual-Port-RAM (DPM 1), welcher gleichzeitig auch die Abtastwerte enthält. Durch die Ringspeicherorganisationsform ist die Stördatenschreibung unmittelbar integriert. Die hardwaremäßige Parallelschaltung von DPM 1 und 2 garantiert die gleichzeitige Datenbereitstellung im intelligenten optischen Interface, welches die Signalübertragung zur Warte gewährleistet. Der enthaltene 8-Bit-Mikroprozessor steuert die Übertragungsprozedur und führt die Systemüberwachung durch (siehe [1] Abschn. 3.2.). Eine Übertragung wird als erfolgreich gewertet, wenn der gesendete Block wieder richtig empfangen wird. In 1,25-ms-Abständen sind problemlos 32 Byte übertragbar.
Der Wartenrechner ist als 16-Bit-Mehrrechnersystem konzipiert und basiert auf Prozessoren der Familie U 8000. Die optische Schnittstelle ist mit der Feldebene identisch, jedoch speist eine DMA den Meßwertverteiler und versorgt zur Entlastung des Systembuses alle Verarbeitungsrechner gleichzeitig mit gleichen Daten [1]. Eine Vorrangsteuerung ermöglicht das sofortige Einschreiben der Daten in die Speicher. Die Übertragungszeit wird lediglich durch die Zugriffszeit der RAM's begrenzt.

1.2. Dimensionierung der Meßwerterfassungsbaugruppe hinsichtlich der Meßdynamik

Die Notwendigkeit der Einzelelemente eines Meßwerterfassungssystems wurde bereits in [1] ausführlich begründet. Für die konkreten Anwendungsfälle soll die erforderliche Wortbreite des ADU abgeschätzt werden. Sie ergibt sich aus dem Dynamikbereich der Eingangsgrößen. Bei bipolarer Aussteuerung sind die unterscheidbaren Meßwertstufen m mit (1) bestimmbar:

$$m = 2^{n-1} \tag{1}$$

n Wortbreite.

Dr.-Ing. *Hans-Joachim Herrmann* ist wissenschaftlicher Oberassistent; Dipl.-Ing. *Reinhard Rönnecke* ist wissenschaftlicher Assistent am Lehrstuhl Elektroenergieversorgung und Anlagenautomatisierung der Technischen Hochschule Zittau.
[1)] Die Arbeit entstand im Rahmen eines Auftrages der FG „Elektroenergietransport" (ELTRA) des VEB Kombinat Automatisierungsanlagenbau".

Fortsetzung von Seite 109

Variantenvielfalt der algorithmischen Umsetzung eingeführt. Dabei werden wesentliche Eigenschaften hervorgehoben.
Neben den gegebenen Randbedingungen durch das Leistungsvermögen einer verfügbaren Mikroprozessortechnik bestimmen im wesentlichen die Eigenschaften des zu schützenden Prozesses (Signalform von Strom und Spannung) den zu wählenden Lösungsansatz. Der Meßalgorithmus sollte insbesondere beim Kriterium Impedanz dem Übertragungsverhalten des Schutzobjektes entsprechen. Da die Umsetzung der Schutzkriterien mit unterschiedlichen Methoden (Hardwarekonzept eines Mehrprozessorsystems — Einsatz von Spezialprozessoren) möglich ist, werden in den konkreten Lösungen verschiedene Meßalgorithmen implementiert sein.

Literatur

[1] *Rothe, K.; Herrmann, H.-J.:* Digitale Schutztechnik im Elektroenergiesystem. ELEKTRIE, Berlin 43 (1989) 9, S. 333–336
[2] *Herrmann, H.-J.:* Ein Beitrag zur Schutzeinrichtungen auf der Basis von Mikrorechnern für den Kurzschlußschutz von Hochspannungsleitungen. Dissertation. Ingenieurhochschule Zittau 1983
[3] *Schlabbach, J.:* Distanzschutz mit Mikrorechnern. Auswahl und Test von Algorithmen. Dissertation. Technische Hochschule Darmstadt 1982
[4] *Koglin, H.-J.; Lobos, T.:* Distanzschutz mit Mikrorechnern. etz Archiv. Bd. 3 (1981) 6, S. 169–177
[5] *Speh, R.:* Digitaler Netzschutz in Mittelspannungsnetzen. Aufbau und Erprobung eines Distanzrelais. Dissertation. Technische Hochschule Darmstadt 1985
[6] *Mann, B. J.; Morrison, I. F.:* Digital calculation of impedance for transmission line protection (Digitale Berechnung der Impedanz für einen Leitungsschutz). IEEE Trans. on Power App. and Syst. PAS-90 (1971) 1, S. 270–279
[7] *Ranjbar, A. M.; Cory, B. J.:* Filters for digital protection of long transmission lines (Filter für den digitalen Schutz von langen Übertragungsleitungen). IEEE Power Eng. Text A Paps Summer Meet. (1979) Vancouver, S. 1–9
[8] *Bonard, P.:* Utilisation des techniques numeriques pour la protection des reseaux — Application des techniques numeriques a l'etude d'une protection de distance par microcalculator (Anwendung der Digitaltechnik für den Netzschutz — Anwendung der Digitaltechnik zur Untersuchung eines Distanzschutzes mittels Mikrorechner). Revue Generale de l'Electricite '87 (1978), S. 611–616
[9] *Wede, J.; Werner, D.:* Echtzeitprozeßmodelle auf der Basis von Parameterschätzverfahren. Reihe Automatisierungstechnik 214. Berlin: VEB Verlag Technik 1985
[10] *Johns, A. T.:* New ultra-high-speed distance protection using finite-transform techniques. (Neuer schneller Distanzschutz unter Nutzung der finiten Transformationstechnik). IEEE Proc. Vol. 130 (1983) 3, S. 127–138
[11] BBC-Prospektmaterial. Schutzsystem MODURES 216
[12] Siemens-Prospektmaterial 1987. Digitaler Abzweigschutz 7SA5

EA 6052

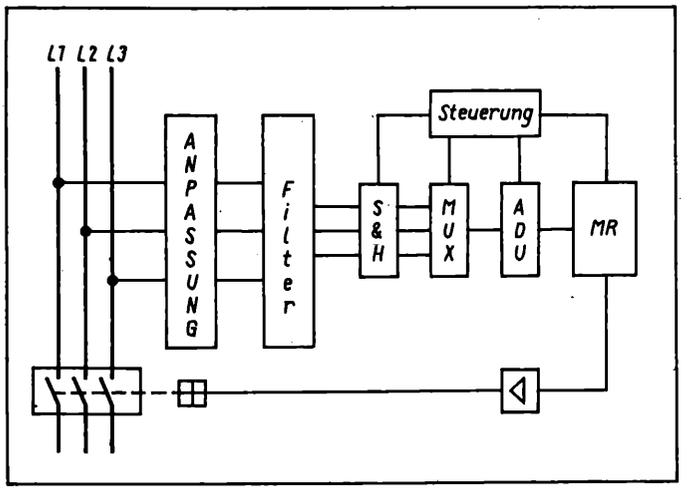


Bild 1. Hardwarestruktur des mehrstufigen Überstromzeitschutzes

Aus der maximalen Eingangsgröße X_{max} und den Meßwertstufen ist das Quantil q, die kleinste erfaßbare Einheit, bestimmbar:

$$q = \frac{X_{max}}{m}. \tag{2}$$

Der maximale absolute Meßfehler beträgt $\pm \frac{q}{2}$.

Fordert man für den unteren Meßbereich (minimale Eingangsgröße) X_{min} eine bestimmte Klassengenauigkeit, so gilt nachfolgende Bedingung.

$$\frac{q}{2} = X_{min}\left(\frac{\Delta x}{x}\right)_{zul} \tag{3}$$

Wird (3) und (1) in (2) eingesetzt, läßt sich die Wortbreite berechnen:

$$n \geqq 3{,}32 \lg \frac{X_{max}}{X_{min}\left(\frac{\Delta x}{x}\right)_{zul}}. \tag{4}$$

Tafel 1. Abschätzung der Wortbreite

	$I>, t$ – Schutz mit Hochstromstufe			Distanzschutz	
	Leiterstrom	Leiter- und Nullstrom unempfindlich	empfindlich	Strom	Spannung
X_{max}	40 I_n	40 I_n	40 I_n	100 I_n	2 U_n
X_{min}	0,8 I_n	0,4 I_n	0,1 I_n	0,25 I_n	0,05 U_n
$\frac{\Delta x}{x}$	2,5 %	2,5 %	2,5 %	2,5 %	2,5 %
n	11 Bit	12 Bit	14 Bit	14 Bit	11 Bit

Die härtesten Forderungen ergeben sich aus der Beherrschung des Dynamikbereiches des Stroms (Maximalwert ≙ vollverlagerter Kurzschlußstrom). Tafel 1 enthält eine Abschätzung der Wortbreite. Der dabei angegebene relative Fehler bezieht sich nur auf den Fehleranteil durch die Quantisierung. Für einen Überstromschutz reicht ein 12-Bit-ADU prinzipiell aus. Beim Distanzschutz erzwingt die zu beherrschende Dynamik des Stromes eine Meßbereichsumschaltung, um den Fehleranteil durch die Quantisierung klein zu halten. Bild 4 zeigt einen möglichen Lösungsvorschlag. Mit 2 Meßbereichen sind bereits die Forderungen erfüllt. Die binär gestufte Verstärkung der Eingangskanäle reduziert den Arithmetikaufwand auf Verschiebebefehle. Insgesamt zeigt Tafel 1 auch, daß man sich mikroprozessorintern auf ein 16-Bit-Wort einstellen muß.

2. Laborlösungen des meßgrößen- und zeitgestaffelten Schutzes

2.1. Mehrstufiger Überstromzeitschutz mit und ohne Richtungsentscheid

Unter Nutzung der Baugruppen des Systems K 1520 entstand die in Bild 5 dargestellte Laborlösung, welche der Grundstruktur des Bildes 1 entspricht [5]. Bedingt durch das hyperbolische Absinken der Meßgröße Strom bei zunehmender Fehlerentfernung erfolgte die Ausführung der Stufenkennlinie dreistufig (siehe Bild 6). Die im Mikrorechner implementierte Software realisiert folgende Funktionen:

- Steuerung der Meßdatenerfassung
  - Leiterströme i_a, i_b, i_c
  - Leiter-Erde-Spannungen u_a, u_b, u_c (Variante mit Richtungsentscheid)
- Transientenrecorder zur Stördatenauswertung
  - Abspeicherung der diskreten Stromwerte und Spannungsvorzeichen über ein Gedächtnis von $\frac{128}{N}$ Netzperioden.
- Berechnung der Leiterströme
  - Gleichrichterwerte $|\tilde{i}_a|$; $|\tilde{i}_b|$; $|\tilde{i}_c|$

$$|\tilde{i}_m| = \frac{1}{N}\sum_{j=1}^{N} |i_{jm}| \tag{5}$$

  mit $m = a, b, c$
- Kennlinienabfrage
  - Überprüfung der Ansprechbedingung

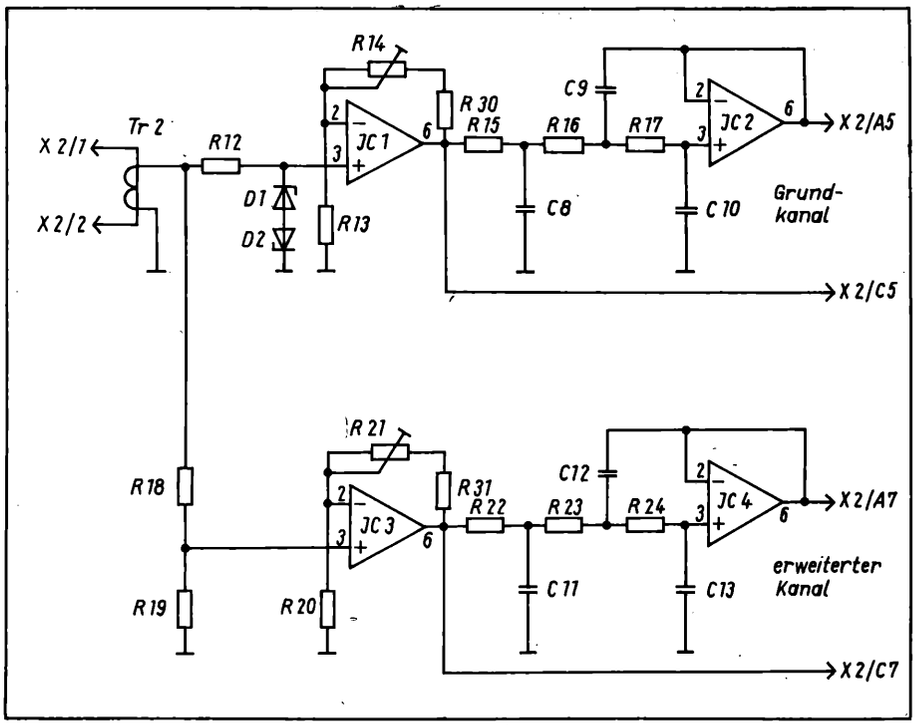


Bild 2. Anpaß- und Filterbaugruppe

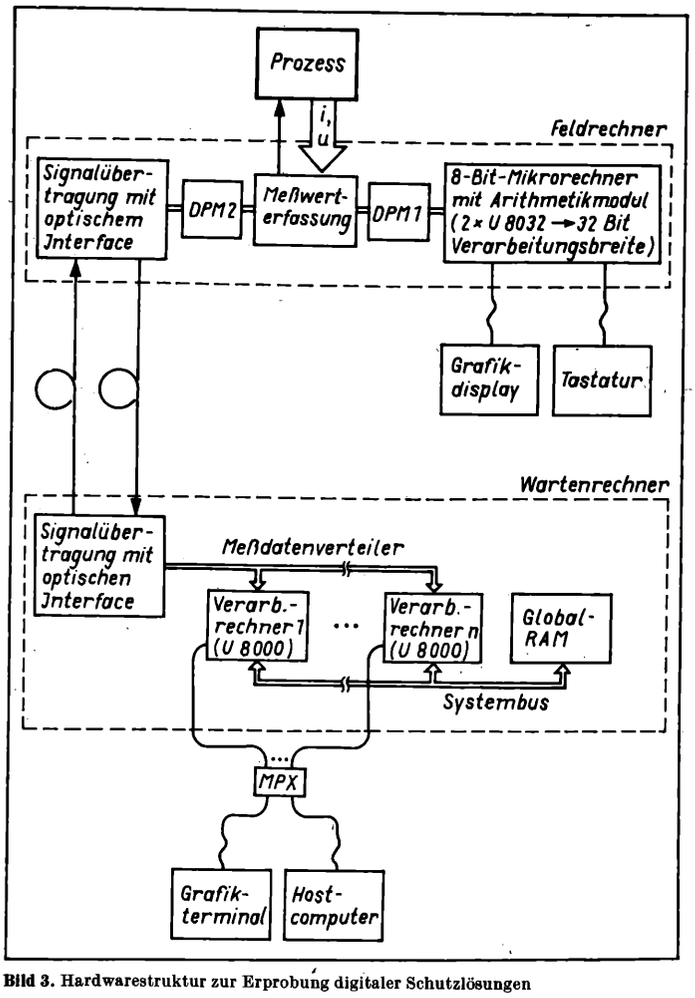


Bild 3. Hardwarestruktur zur Erprobung digitaler Schutzlösungen

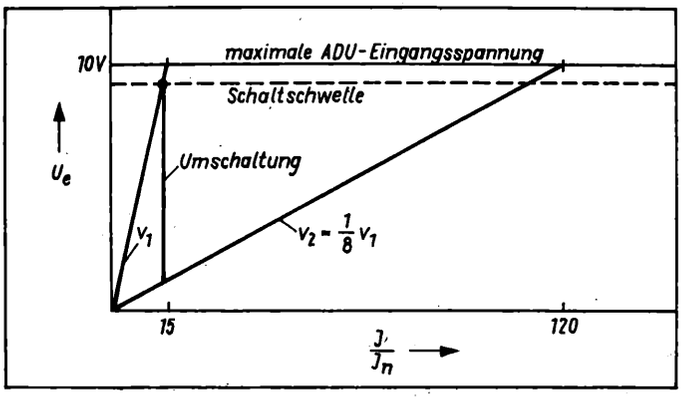


Bild 4. Meßbereichsumschaltung

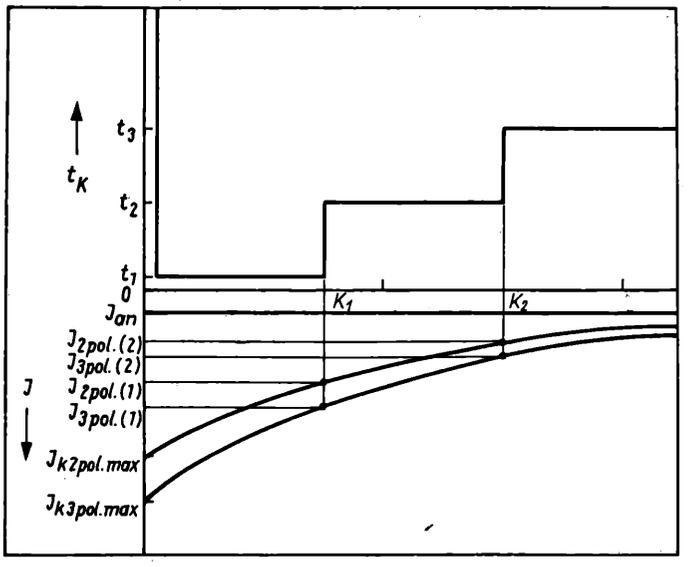


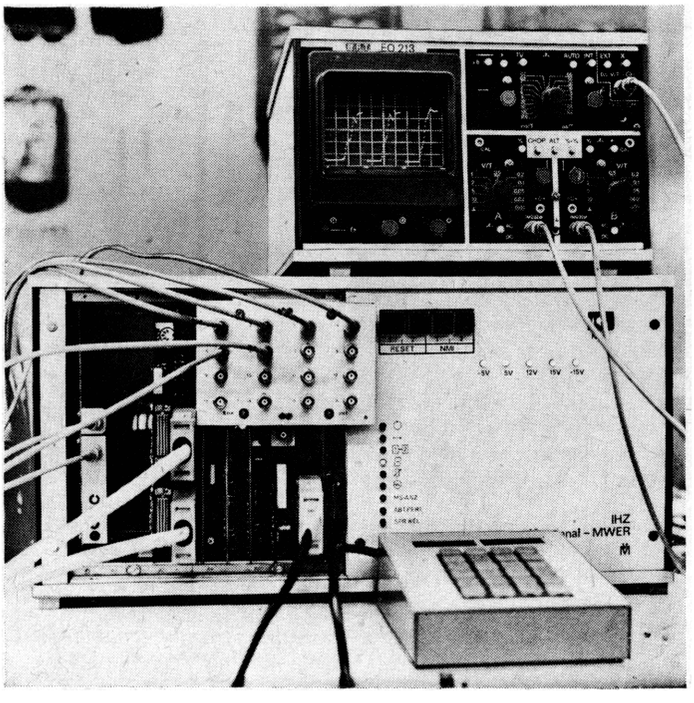
Bild 6. Stufenkennlinie des mehrstufigen Überstromzeitschutzes ▶

- Bestimmung der Fehlerart
- Einordnung der Meßwerte in die Stufenkennlinie gemäß Bild 6
- Auslösung bei abgelaufener Kommandozeit und vorhandener Fehlerbedingung

— Zusatzfunktion

- Anzeige der Reaktion des Schutzes (Fehlerart, Kommandozeit)

Bild 5. Praktikumsversuchsstand mehrstufiger Überstromzeitschutz mit und ohne Richtungsentscheid



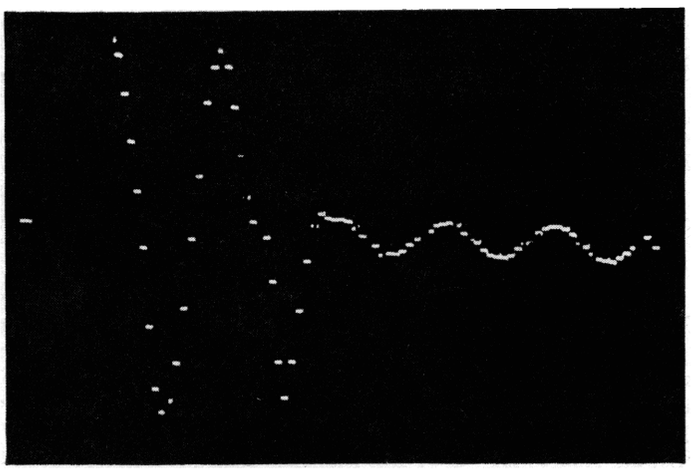
- Selbstüberwachungsfunktionen (Eingangskreis, Mikrorechnerbaugruppen)
- Meßwertausgabe auf Oszilloskop und Anzeige der Ausschaltströme

Die Abarbeitung des echtzeitfähigen Teiles des Schutzprogramms benötigt etwa 80 % des verfügbaren Abtastintervalls. Die restlichen 20 % werden für Selbstüberwachungsfunktionen benutzt. In der Ausführungsform ohne Richtungsentscheid wird mit einer Abtastfrequenz von 800 Hz gearbeitet, in der ausgebauten Variante mit 600 Hz. Die Schnellzeitauslösung liegt in der Größenordnung einer Netzperiode. Anregungen erfolgen etwa 5 ms nach Kurzschlußeintritt. Die Reaktion des Schutzes sei mittels Bild 7 demonstriert. In Bild 7a) ist der aufgezeichnete Momentanwertverlauf eines Leiterstromes dargestellt. Bild 7b) zeigt das Meßergebnis gemäß (2), wobei zur Demonstration des Einschwingverhaltens die Schnellzeit um 10 ms angehoben wurde. Die untere Impulsnadel markiert den Nullpunkt, gefolgt vom konstanten Betriebsstrom und dem Einschwingvorgang auf den Fehlerstrom.

2.2. Distanzschutz mit polygonaler Auslösecharakteristik

Ausgehend von der algorithmischen Untersetzung des Kriteriums Impedanz in [2] werden zur Schleifenimpedanzberechnung 6 Multiplikationen, 3 Konvertierungen und 2 Gleitkommadivisionen benötigt. Daraus resultiert die Forderung nach arithmetisch leistungsfähigen Systemen, denen die im Bild 3 dargestellte und unter Pkt. 1.1. diskutierte Hardwarestruktur entspricht. Das Hardwarekonzept des Feldrechners erlaubt die Realisierung eines einsystemigen Mittelspannungsdistanzschutzes [6]. Der 8-Bit-Single-Board-Rechner übernimmt mit Programmelementen aus Pkt. 2.1. die Überstromanregung, steuert die Meßgrößenzuführung und bestimmt die auszumessende Leiterschleife. Die Arithmetikkarte berechnet die Impedanz nach der A4-Methode [7] und nimmt die Einordnung in die Kennlinie sowie die Bereitstellung des Auslöseimpulses vor.

Um den Leistungsmerkmalen eines Höchstspannungsdistanzschutzes annähernd gerecht zu werden, wurde das bewährte dreisystemige Meßprinzip benutzt, was zur Hardwarestruktur des



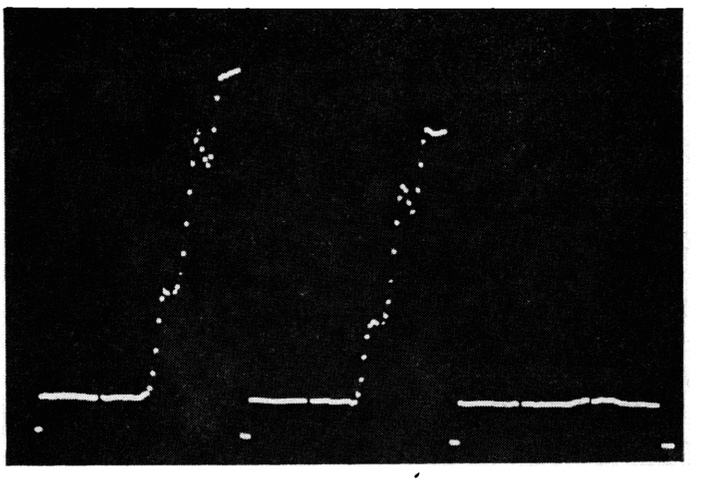


Bild 7. Reaktion des Schutzes
a) Transientenrecorderfunktion (Strom im Leiter L1);
b) Meßergebnis beim 2pol. Kurzschluß *L1*, *L2* (Links *L1*; Mitte *L2*; Rechts *L3*)

Bildes 8 führt, eine auf die Aufgabe zugeschnittene Grundstruktur des Wartenrechners nach Bild 3. Im Prozessorsystem U 8000 wurde für Experimentalzwecke als Algorithmus die integrale Auswertung der Leitungsgleichung installiert [6]. Nachfolgende Programmkomplexe wurden realisiert:

- Funktionsblock Impedanzberechnung

  In jeder Abtastperiode wird ein vollständiger Datensatz, bestehend aus 3 Leiterströmen und 3 Leiter-Erde-Spannungen, übernommen.
  Für die weitere Meßgrößenauswahl ist eine Berechnung des Nullstroms erforderlich. In Abhängigkeit von dessen Größe erfolgt die Impedanzberechung für Leiter-Erde-Schleifen ($3\underline{I}_0 >$ Grenzwert) bzw. für Leiter-Leiter-Schleifen ($3\,\underline{I}_0 <$ Grenzwert). Die im gewählten Algorithmus nach [2] — (12) und (13) — auftretenden bestimmten Integrale werden rekursiv unter Anwendung der Rechteck- bzw. Trapeznäherungsformel berechnet. Aufgrund der Eigenschaften der Eingangsgrößen im Fehlerfall (Stromanstieg, Spannungsabsenkung) ist für die Divisionsoperationen unbedingt ein Gleitkommaformat erforderlich, damit die geforderte Rechengenauigkeit eingehalten werden kann. Im Ergebnis der Impedanzberechnung stellt jeder der drei „Schleifenrechner" die Werte R und L bzw. X der jeweils berechneten Impedanzschleifen im Gleitkommaformat zur weiteren Verarbeitung zur Verfügung.

- Polygonkennlinie und deren Abfrage

  Realisiert wird eine polygonale Auslösecharakteristik, wie sie in [8] abgeleitet wurde. Die Bestimmungsgrößen dieser Kennlinie sind:
  - Resistanz- und Reaktanzbelag des zu schützenden Betriebsmittels
  - Länge des Schutzbereichs
  - maximal auftretender Lichtbogenwiderstand
  - komplexe Abbildfaktoren des Lichtbogenwiderstands am Anfang und Ende des Schutzbereichs
  - Sicherheitsfaktor

  Die Berücksichtigung des Erdfaktors $f_E = \underline{Z}_E/\underline{Z}_{11}$ erfolgt in einer weiteren Kennlinie, die durch Korrektur der ursprünglichen Charakteristik mit dem Erdfaktor entsteht und auf die im Falle eines Fehlers mit Erdbeteiligung zurückgegriffen wird.
  Die in jeder Abtastperiode neu berechneten Schleifenimpedanzen werden jeweils mit der Kennlinie verglichen. Dabei wird festgestellt, ob die ermittelte Impedanz innerhalb einer bestimmten Impedanzstufe liegt.
  Eine Abspeicherung der Kennlinien in Tabellenform (punktweise Speicherung) ist von Vorteil gegenüber einer Abspeicherung von Bestimmungsgrößen begrenzender Geraden, da der algorithmische Aufwand zum Vergleich von Real- und Imaginärteil der Schleifenimpedanz mit Tabellen wesentlich geringer ist als z. B. die Ermittlung der Entfernung eines Punktes (R, X) von mehreren Geraden.
  Die Kennlinienabfrage erfolgt für die drei Schleifen parallel in je einem „Schleifenrechner"; nach dem Einschwingen des Impedanzberechnungsalgorithmus kann der ggf. vorhandene Fehler lokalisiert und die Fehlerart erkannt werden.
  Bild 9 zeigt die Leitergrößen (Strom und Spannung) bei einem dreipoligen Kurzschluß in einem Modellnetz in der Mitte des Schutzbereiches, und im Bild 10 sind die berechneten Impedanzwerte der Schleifenrechner (Übergang vom Betriebs- zum Fehlerbereich) dargestellt. Die Abtastfrequenz beträgt 800 Hz, nach etwa 1/2 Netzperiode sind stationäre Fehlerverhältnisse erreicht.

- Leistungsrichtungsbestimmung

  Trotz der gerichteten polygonalen Auslösecharakteristik ist weiterhin ein Funktionsblock Leistungsrichtungsbestimmung notwendig, insbesondere für Nahfehler, da die Kennlinie den Punkt $\underline{Z} = 0$ mit einem Sicherheitsradius umschließt. Der Grund dafür liegt in der abnehmenden Genauigkeit bei der Impedanzberechnung durch Spannungswerte nahe Null. Das Speichervermögen der digitalen Rechentechnik ermöglicht es, für die Leistungsrichtungsbestimmung die Vorfehlerspannung zu verwenden, d. h., es kann auch für den Fall des dreipoligen Nahfehlers

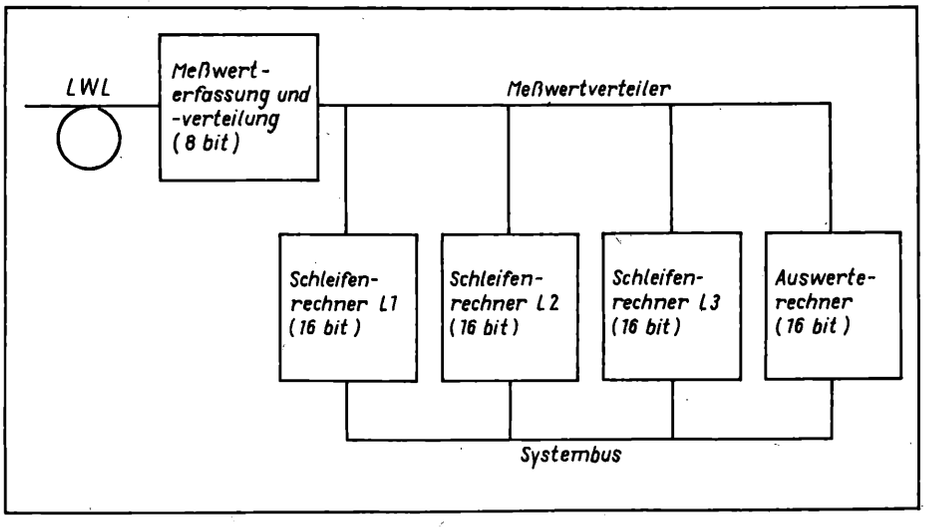


Bild 8. Konkrete Hardwarestruktur eines Distanzschutzes

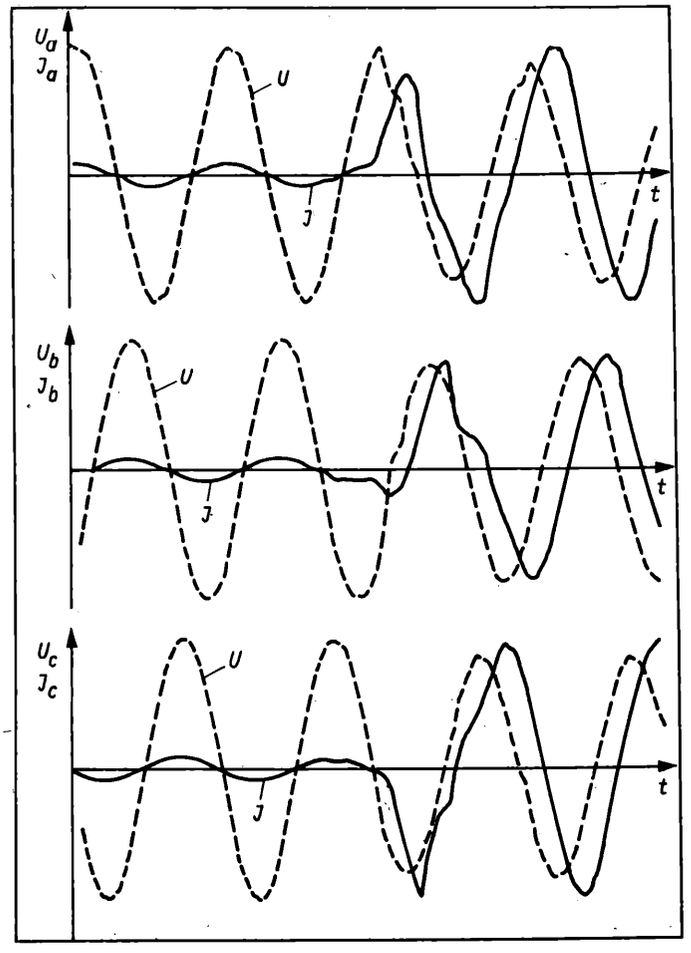
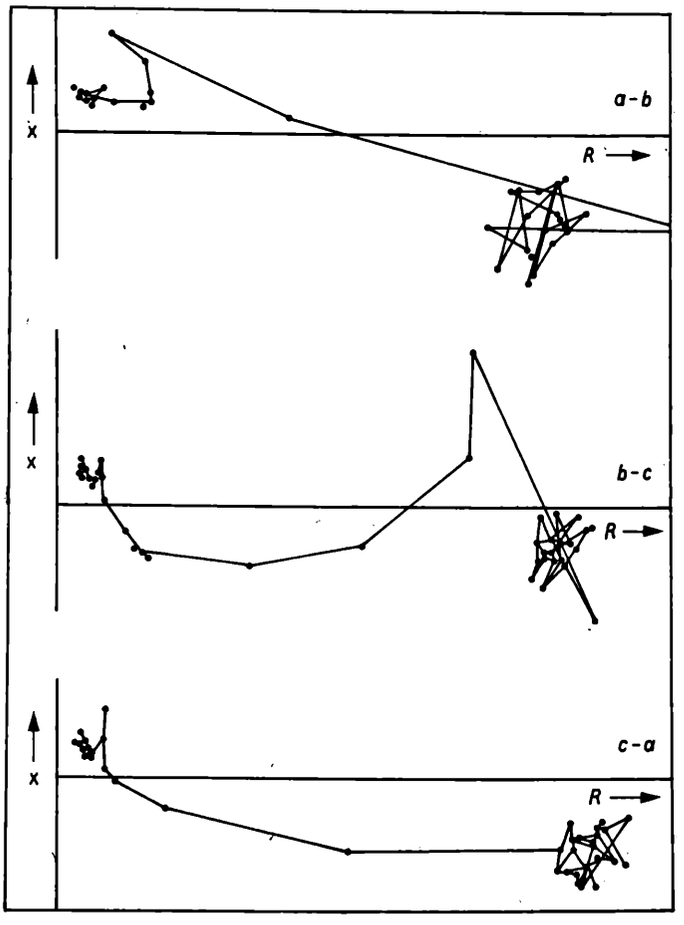


Bild 9. Spannungs- und Stromverlauf beim dreipoligen Kurzschluß

Bild 10. Berechnete Impedanzwerte der Schleifenrechner



eine gültige Leistungsrichtung ermittelt werden. Gleichung (16) in [2] zeigt einen möglichen Algorithmus, bei dem nur die Vorzeichen der Strom- und Spannungsabtastwerte ausgewertet werden müssen.

- Pendelsperre

  Energiependelungen, bei denen Impedanzwerte im Bereich von Kurzschlußimpedanzen gemessen werden können, treten im gering vermaschten Netz und besonders auf Kraftwerkskuppelleitungen auf und werden durch kraftwerksnahe Kurzschlüsse oder große Belastungsänderungen provoziert.
  Als Unterscheidungskriterium zum Kurzschlußfall kann der Gradient der Impedanzänderung herangezogen werden, der im Kurzschlußfall um Größenordnungen höher ist als bei einer Energiependelung mit Periodendauern etwa um 1 s. Zur Realisierung einer Pendelsperre können die Ergebnisse der Impedanzberechnung genutzt werden.

Bei der Abarbeitung des echtzeitfähigen Teils des Schutzprogrammes werden die einzelnen „Schleifenrechner" bis nahe an die Grenze ihrer Leistungsfähigkeit ausgelastet (bei einer Abtastfrequenz von 800 Hz). Dabei beinhaltet dieser Programmteil die Leistungsrichtungsbestimmung, Impedanzberechnung für je 1 Schleife sowie Kennlinienabfrage für je 1 Schleife. Die Programmteile für die Schutzentscheidbildung, Zeitsteuerung, Ausschaltroutinen, Pendelsperre, weitere Zusatzfunktionen und die Schutzeinstellung werden dem 4. Prozessor („Auswerterechner") übertragen. Bei dieser Schutzlösung kann mit Schnellzeitauslösungen in der Größenordnung von 1 bis 1 1/2 Netzperioden gerechnet werden.

3. Zusammenfassung

Mit der Vorstellung ausgewählter digitaler Kurzschlußeinrichtungen, in welchen die Meßgröße und die Zeit staffelbar sind, wurde versucht, in die grundsätzlichen Realisierungskonzepte dieser neuen Generation von Schutzeinrichtungen einzuführen und den erweiterten Funktionsumfang zu zeigen. Besonders deutlich wurde, daß das Leistungsvermögen der Hardware die implementierbare Software und somit Parameter der Lösung (Reaktionszeit, Kommandozeit, Zuverlässigkeit) beeinflußt. Anspruchsvolle Aufgaben sind nur mit einer leistungsfähigen Technik, wie z. B. der Höchstspannungsdistanzschutz durch ein Mehrrechnersystem, realisierbar. Schnellzeitauslösungen sind durchaus in 20 ms möglich. Eine weitere Verkürzung bedarf numerisch anspruchsvollerer Algorithmen (exaktere Nachbildung des Schutzobjektes) und einer leistungsfähigeren Hardware (Arithmetik, hohe Rechnertaktfrequenz).

Literatur

[1] *Rothe, K.; Herrmann, H.-J.:* Digitale Schutztechnik im Elektroenergiesystem — Allgemeine Grundlagen. ELEKTRIE, Berlin 43 (1989) 9, S. 333–336
[2] *Herrmann, H.-J.:* Digitale Schutztechnik im Elektroenergiesystem — Algorithmen für den Staffelschutz. ELEKTRIE, Berlin 44 (1990) 3, S. 106–110
[3] *Metzsching, V.:* Inbetriebnahme eines 16-Kanal-Transientenrecorders. Ingenieurhochschule Zittau, Sektion Elektroenergieversorgung, DA 66/85-D/E 3
[4] *Regenbrecht, A.; Rönnecke, R.:* Dokumentation zum einfachen Mikrorechnerarbeitsplatz. Forschungsbeleg, Technische Hochschule Zittau 1985
[5] *Herrmann, H.-J.:* Digitale Schutzeinrichtungen — Stand und Entwicklungstendenzen. Wiss. Berichte der THZ 905 (1988), S. 43–47
[6] *Herrmann, H.-J.; Rönnecke, R.; Rothe, K.:* Aspekte der Gestaltung eines digitalen Distanzschutzes. 11. WiKo der Sektion Elektrotechnik der TU Dresden. 10.–12. November 1987
[7] *Speh, R.:* Digitaler Netzschutz in Mittelspannungsnetzen. Aufbau und Erprobung eines Distanzrelais. Dissertation. Technische Hochschule Darmstadt, Fachbereich Elektrische Energietechnik, 1985
[8] *Henkel, G.:* Untersuchung zur optimalen Parameterwahl für Distanzrelais in Elektroenergiesystemen mit wirksamer Sternpunkterdung. Dissertation. Technische Universität Dresden 1976

EA 6053

Digitaler Vergleichsschutz für Transformatoren[1)]

L. Schiel, KDT, Zittau

Das Grundprinzip des Vergleichsschutzes besteht in dem Vergleich einander entsprechender Meßgrößen aller Grenzen des Schutzbereiches entsprechend der Grundstruktur nach Bild 1. Hieraus ergeben sich grundlegende Eigenschaften des Schutzes, wie strenge Fehlerortselektivität, Abschaltung erkannter Fehler im Schutzbereich in Schnellzeit, der Vergleichsschutz kann keine Reserveschutzfunktion für angrenzende Schutzbereiche übernehmen. Im Bild 1 sind 2 Varianten des Vergleichsschutzes dargestellt, wobei sich ihre Anwendung nach der örtlichen Ausdehnung des Schutzobjektes (Variante 1 — Transformatoren, Sammelschienen; Variante 2 — Leitungen) richten wird. Im Beitrag wird ein möglicher Algorithmus für einen Stromdifferentialschutz für Transformatoren, geeignet für eine Implementierung in einem Mikrorechner, vorgestellt.

1. Internationaler Stand

Über mehrere Gerätegenerationen hat sich für den Kurzschlußschutz von Transformatoren das Kriterium Stromdifferenz bewährt. Seit Anfang der 70er Jahre wird an dessen Realisierung mit Mikrorechner gearbeitet. Die Beschreibung und Algorithmierung des Transformators als Knotenpunkt ist zwar sehr einfach, jedoch erwachsen hieraus Probleme bei Ausgleichsvorgängen bezüglich vom Nennbetrieb abweichender Magnetisierung sowie Stromwandlersättigung bei stromstarken äußeren Kurzschlüssen. Zur Blockierung des Schutzes in den genannten Fällen wird im allgemeinen eine Harmonische Analyse des Differenzstromes und eine Falschstromstabilisierung durchgeführt. Die Möglichkeit einer universellen Meßgrößenverarbeitung mit Hilfe des Mikrorechners hat zu einigen neuen Stabilisierungsmöglichkeiten geführt, wobei zunehmend das Spannungssignal auf der Einspeiseseite des Transformators genutzt wird. Beispiele sind die Verwendung des Gradienten der Spannungsänderung zum Erkennen von Einschaltvorgängen und Übererregungszuständen nach [1] [2] sowie die Berechnung des Transformatorflusses aus Primärstrom und -spannung zur Einschaltstromstabilisierung nach [3]. International ist zu erkennen, daß erste Realisierungen des digitalen Transformatorschutzes das Kriterium Stromdifferenz in der klassischen Ausführung verwenden. Im weiteren werden Grundprinzipien des digitalen Stromdifferentialschutzes für Transformatoren aufgezeigt, der nur den Strom als Eingangssignal verwendet.

1.1. Anforderungen an den Stromdifferentialschutz von Transformatoren

Grundprinzip des Stromdifferentialschutzes ist die Beschreibung des Transformators als Knotenpunkt, so daß die Summe aller zum Knotenpunkt hin und vom Knotenpunkt weg fließenden Ströme gleich Null ist. Die Anwendung dieses Prinzips verlangt zunächst die Winkel- und Amplitudengleichheit der zu vergleichenden Ströme im fehlerfreien Zustand. Das Kriterium Stromdifferenz bedingt, daß sich alle Ausgleichsvorgänge bei verschiedenen Betriebszuständen, die sich, wenn man zunächst den Einfluß der Wandlersättigung nicht in Betracht zieht, durch eine vom Nennbetrieb abweichende Magnetisierung des Transformators verursacht werden, in einem erhöhten Differenzstrom auswirken und so einen inneren Fehler vortäuschen. Der erhöhte Differenzstrom beim stromstarken äußeren Fehler wird durch unterschiedliches Sättigungsverhalten der Hauptstromwandler verursacht. Im Bild 2 sind charakteristische Differenzstromverläufe bei verschiedenen Betriebs- und Fehlerzuständen dargestellt. Diese Differenzströme zeichnen sich durch einen charakteristischen Gehalt an Oberschwingungen aus. Die Magnetisierungsströme beim einzuschaltenden sowie bei dem parallel liegenden, schon im Betrieb befindlichen Transformator werden nach [4] und [5] durch einen gleichgliedverlagerten magnetischen Fluß verursacht und haben deshalb gleiche charakteristische geradzahlige Oberschwingungen. Der Magnetisierungsstrom bei Übererregung wird durch eine symmetrische Aussteuerung der Magnetisierungskennlinie verursacht und ist durch ungeradzahlige Oberschwingungen im Differenzstrom gekennzeichnet. Da sich bei bestimmten Transformatorschaltgruppen die 3. Harmonische im Leiterstrom nicht ausbilden kann, wird zur Stabilisierung gegen Fehlauslösung in diesem Fall der Gehalt an 5. Harmonischer analysiert. Der erhöhte Differenzstrom bei Wandlersättigung kann ebenfalls hohe Anteile gerad- und ungeradzahlige Harmonische enthalten, insbesondere der Anteil der 2. Oberschwingung kann Werte wie beim Einschalten erreichen. Die Nutzung von Oberwellen zur Einschalt- und Übererregungsstabilisierung erforderte für diesen Fall zusätzliche Maßnahmen, um ein längeres Blockieren des Schutzes bei inneren Fehlern mit Wandlersättigung zu verhindern.

1.2. Digitaler Stromdifferentialschutz für Transformatoren

Bei einer digitalen Lösung wird davon ausgegangen, daß feldbezogen von den einzelnen Spannungsebenen des Transformators die Leiterströme in digitaler Form für die Auswertung zur Verfügung stehen. Die notwendige Gerätekette zur Digitalisierung und Amplitudenanpassung wird in [7] ausführlich diskutiert. Die im weiteren beschriebenen Algorithmen und Testergebnisse beziehen sich auf die Grundschaltung eines Dreiwicklungstransformators nach Bild 3 und den darin festgelegten Stromrichtungen. Für den Stromdifferentialschutz sind die Aufgaben: Meßgrößenaufbereitung, Falschstromstabilisierung, Stabilisierung gegen Ausgleichsvorgänge zu lösen.

1.2.1. Meßgrößenaufbereitung

Bei der Meßgrößenaufbereitung wird eine Korrektur der Phasenwinkeldrehung, verursacht durch die Schaltgruppe des Transformators, der ungenauen Wandlerbetragsanpassung und des Einflusses der Stufenschalteränderung durchgeführt. Die Phasenwinkelkorrektur erfolgt mit Hilfe der numerischen Nachbildung des physikalischen Verkettungsprinzips nach (1). Die Ströme der in Dreieck geschalteten Unterspannungsseite dienen als Bezugsebene.

$$i_{10}^* = i_{20} - i_{10};\ i_{20}^* = i_{30} - i_{20};\ i_{30}^* = i_{10} - i_{30} \tag{1}$$

$i_{1,2,3}$ Leiterstrom (Sekundärwert); $i^*_{1,2,3}$ korrigierter verk. Leiterstrom; o Oberspannung; m Mittelspannung an Stelle von o

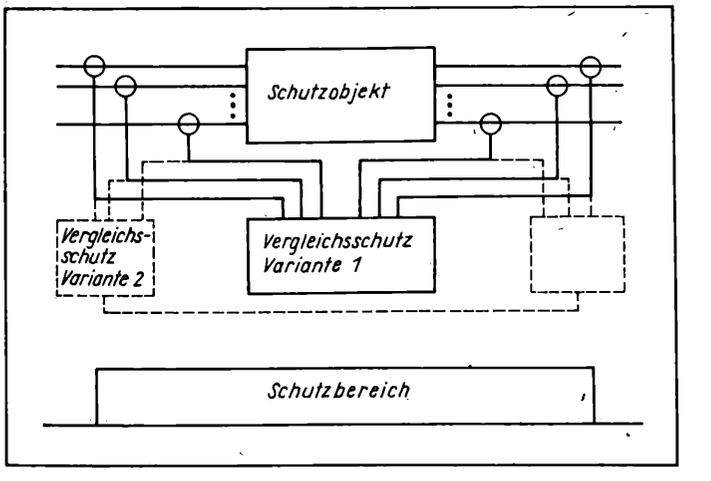
Durch die Korrekturfaktoren C_{ok} und C_{mk} wird eine Betrags- und auf der Oberspannungsseite zusätzlich eine Stufenschalterkorrektur durchgeführt.

$$C_{ok} = \frac{K_n J_o \cdot \ddot{u}_{Trou}}{K_n J_u \sqrt{3}} \left[1 + \frac{SSW \cdot B}{SS \cdot 100\,\%}\right] \tag{2}$$

$$C_{mk} = \frac{K_n J_m \cdot \ddot{u}_{Trmu}}{K_n J_u \sqrt{3}} \tag{3}$$

$K_n J_o$, u, m Nennübersetzung der Stromwandler (o — Ober-, u — Unter-, m — Mittelspannung)

Bild 1. Grundstruktur des Vergleichsschutzes



Dipl.-Ing. *Ludwig Schiel* ist Entwicklungsingenieur im ZFT des Kombinates Automatisierungsanlagenbau Berlin.

[1)] Dieser Beitrag entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Assistent an der Technischen Hochschule Zittau, Sektion Elektroenergieversorgung und Anlagenautomatisierung, Lehrstuhl Schutztechnik.

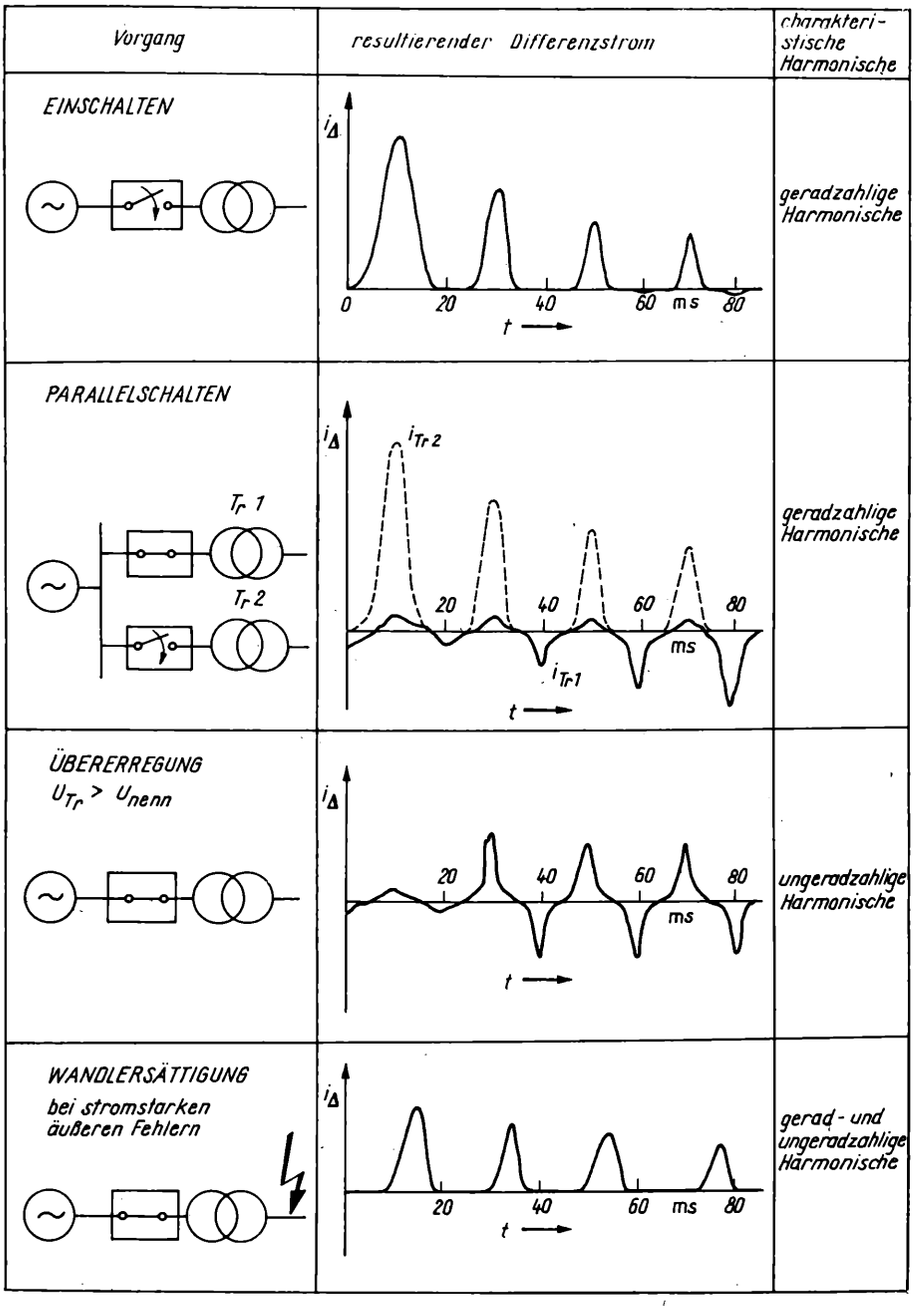


Bild 2. Charakteristische Differenzströme

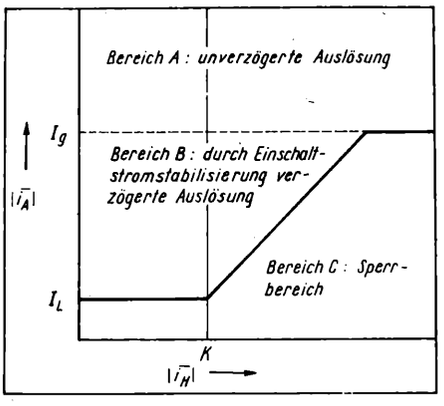


Bild 4. Falschstromstabilisierungskennlinie
I_g Grenzstrom = $|\bar{i}_A|_{max}$ beim Einschalten;
I_L Ansprechwert (Leerlaufstrom + Meßfehler);
K Kippunkt

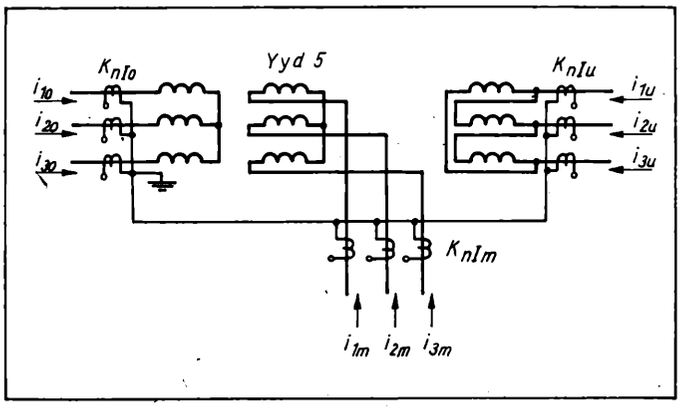


Bild 3. Grundschaltung Dreiwicklungstransformator
K_{nI} Nennübersetzung der Stromwandler
o Oberspannung
m Mittelspannung
n Unterspannung

▼

$\ddot{u}_{Trou}$, mu	Nennübersetzung des Transformators (ou — OS/US, mu — MS/US)
B	Stufenbereich des Schaltwerkes (in %)
SSW	Stufenschaltwerksstellung
SS	Anzahl der Schaltstufen in positiver und negativer Richtung

Die damit für die Auswertung zur Verfügung stehenden korrigierten Leitergrößen i_{jok}, i_{jmk} und i_{juk} lauten unter Berücksichtigung von (1) bis (3):

$$\text{OS } i_{jok} = C_{ok}\, i_{jo}^*;\ \text{MS } i_{jmk} = C_{mk}\, i_{jm}^*;\ \text{US } i_{juk} = i_{jo}^* \qquad (4)$$

1.2.2. Falschstromstabilisierung

Zu den Falschstromursachen, die einen erhöhten Differenzstrom zur Folge haben, zählen bei herkömmlichen Differentialrelais

1. Leerlaufstrom des Transformators, 2. Ungenaue Wandlerbetragsanpassung, 3. Änderung der Stufenschalterstellung, 4. Unterschiedliche nichtlineare Kennlinien der primären und sekundären Hauptstromwandler im Sättigungsbereich bei stromstarken äußeren Fehlern. Die Ursachen 1. bis 3. können durch Konstanten und Korrekturfaktoren berücksichtigt werden, es bleiben jedoch Meßungenauigkeiten und Herstellungstoleranzen der Wandler. Zur Stabilisierung bei 4. (Wandlersättigung) muß eine Falschstromstabilisierung vorgenommen werden. Aus den Momentanwerten der digitalisierten und korrigierten Leiterströme werden eine Auslöse- und eine Haltekomponente nach (5) und (6) gebildet. Durch Gleichrichtmittelwertbildung nach (7) werden für diese Komponenten effektivwertproportionale Größen zur Einordnung in eine Falschstromstabilisierungskennlinie berechnet.

$$i_{jA} = |i_{jok} + i_{jmk} + i_{juk}| \qquad (5)$$

$$i_{jH} = \max\{|i_{jok} + i_{jmk} - i_{juk}|;\ |i_{jok} - i_{jmk} - i_{juk}|;\ |i_{jok} - i_{jmk} - i_{juk}|;\} \qquad (6)$$

A Auslösekomponente; H Haltekomponente; j 1, 2, 3

$$i_y = \frac{1}{T}\int_{t}^{t+T} |i_y(t)|\,dt \quad (7a); \qquad i_y = \frac{1}{n}\sum_{x=1}^{n} |i_y(x)| \quad (7b)$$

y = A, H; n Abtastwerte je Periode.

Die Falschstromstabilisierungskennlinie nach Bild 4 ist in drei Bereiche

A Auslösung ohne Abfrage der Einschaltstabilisierung bei stromstarken inneren Fehlern
B Auslösung nach Abfrage der Einschaltstromstabilisierung
C Sperrbereich

eingeteilt. Der Ansprechwert J_L berechnet sich aus dem Meßfehlerfaktor für Meßwerterfassung und Algorithmus (Leerlaufstrom wird als Konstante bei der Bildung der Auslösekomponente mit berücksichtigt). Der Ansprechwert J_L ist abhängig vom maximal zu erwartenden Einschaltstrom. Differenzströme, die diesen Wert überschreiten, führen unverzögert zur Auslösung. Dies verhindert eine Blockierung des Schutzes durch die 2. Harmonische bei Wandlersättigung und stromstarken inneren Fehlern.

1.2.3. Stabilisierung bei Ausgleichsvorgängen

Zur Stabilisierung des Transformatorschutzes in den unter Abschnitt 1.1. genannten Fällen ist eine Harmonische Analyse der Grundschwingung, der 2. und 5. Harmonischen im Differenzstrom, erforderlich. Dafür gibt es verschiedene Lösungsmöglichkeiten, die von der Programmierung spezieller digitaler Filter bis zur Anwendung von Korrelationsbeziehungen mit einfachen orthogonalen Rechteckfunktionen reichen. Bei der Auswahl geeigneter Filteralgorithmen spielt die zur Verfügung stehende Rechentechnik eine große Rolle. Eine einfache und für den Einsatz im Mikrorechner geeignete Lösung ist die Filterung nach (8)

$$i_{fk}(t) = \frac{1}{T}\int_{to}^{to+T} i(t)\cdot b_k(t)\,dt \quad (8)$$

f gefilterte Größe; k 1, 2, 5 für die Harmonische k-ter Ordnung

und die numerische Lösung für den Algorithmus nach (9)

$$i_{fk}(t) = \frac{1}{n}\sum_{j=1}^{n} i(j)\cdot b_k(j); \quad n \text{ Abtastwerte je Periode.} \quad (9)$$

Für die Bewertungsfunktion $b_k(t)$ können verschiedene Funktionen verwendet werden. Im Bild 5 sind die Sinus- und Rechteckfunktionen (Walshfunktionen) für die 1., 2. und 5. Harmonische dargestellt. Nach der Filterung erfolgt eine Integration der gefilterten Größe über eine halbe Periode nach (10) und (11)

$$J_{fk} = \frac{2}{T}\int_{t}^{t+(T/2)} i_{fk}(t)\,dt \quad (10); \qquad J_{fk} = \frac{2}{n}\sum_{j=1}^{n/2} i_{fk}(j) \quad (11)$$

Für den ausgewählten Algorithmus ergibt sich eine notwendige Bearbeitungszeit von 30 ms, nach der ein stationärer Wert für die Bewertung des Gehalts an 2. und 5. Harmonischer im Rechner vorliegt, unabhängig von der Wahl der Bewertungsfunktion. Die Frequenzcharakteristik dieses Algorithmus ist im Bild 6 für die Bewertung mit Sinus-Funktion und im Bild 7 für die Bewertung mit Rechteckfunktion dargestellt. Mit der Sinusfunktion werden wesentlich bessere Filtereigenschaften erreicht, andere Harmonische werden besser bedämpft. Dem steht jedoch entgegen, daß echte Multiplikationsoperationen zur Berechnung benötigt werden, die rechenzeitaufwendig sind. Bei der Verwendung von Rechteckfunktionen reduziert sich durch die Wahl der Amplitude von ± 1 der numerische Aufwand auf Additionen und Subtraktionen von Abtastwerten. Jedoch ist die Filtereigenschaft bezüglich der 5. Harmonischen ungenügend. Eine Verbesserung kann in diesem Fall nur durch die Erhöhung der Abtastfrequenz, wie im Bild 8 dargestellt, erreicht werden. Deutlich ist zu erkennen, daß durch den Antialiasingeffekt eine Spiegelung der Filtercharakteristik bei $f_A/2$ entsteht, und der Einsatz eines Antialiasingfilters, wie in [7] beschrieben, zur Bedämpfung höherer Harmonischer notwendig ist.

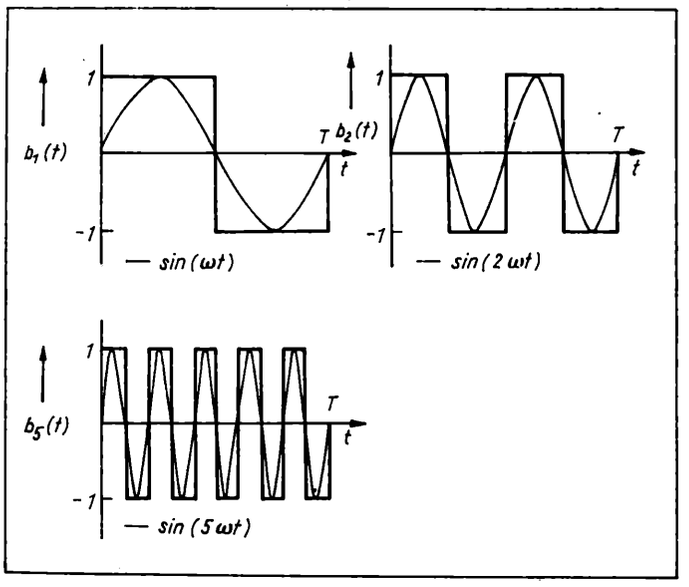


Bild 5. Bewertungsfunktionen $b_k(t)$ für Transversalfilter

1.2.4. Testergebnisse

Der dargestellte Algorithmus mit den Funktionsgruppen Meßwertaufbereitung, Falschstromstabilisierung, Einschaltstromstabilisierung (Filterung mit Rechteckbewertungsfunktion) wurde mit Daten eines Dreiwicklungsmodelltransformators entsprechend der Grundschaltung nach Bild 3 ($S_N = 10\,kVA$, $U_N = 380\,V$, $I_N = 5\,A$) getestet. Das Modell gestattet eine Nachbildung von Einschaltvorgängen, äußeren und inneren Kurzschlüssen. Die Anschaltung an das Modell erfolgt über Stromwandler. Eine Realisierung von Parallelschaltvorgängen und Übererregung ist nicht möglich. Die Abtastfrequenz betrug 800 Hz. Der Algorithmus wird in der Falschstrom- und Einschaltstabilisierung leiterbezogen abgearbeitet. Sobald in einem Leiter Auslösebedingung vorliegt, wird der Trans-

Bild 6. Filtercharakteristik. Korrelation mit sin- und cos-Funktion (f_A = 800 Hz)

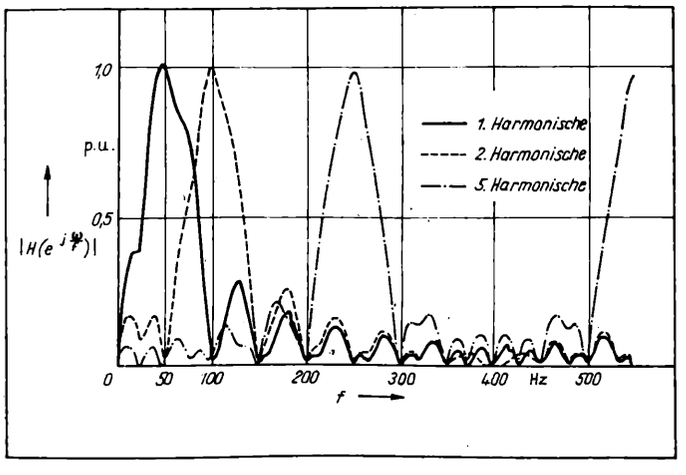
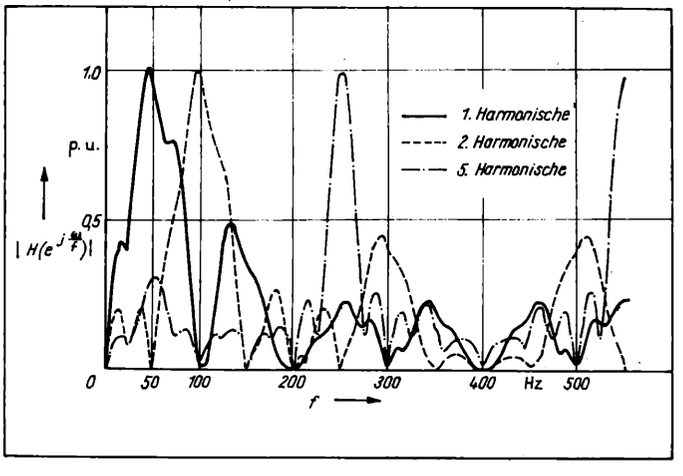


Bild 7. Filtercharakteristik. Korrelation mit Rechteckfunktionen (f_A = 800 Hz)



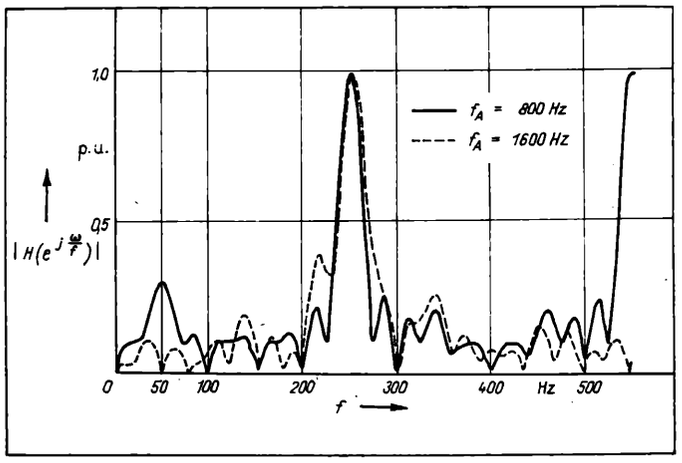


Bild 8. Filtercharakteristik. Korrelation mit Rechteckfunktionen

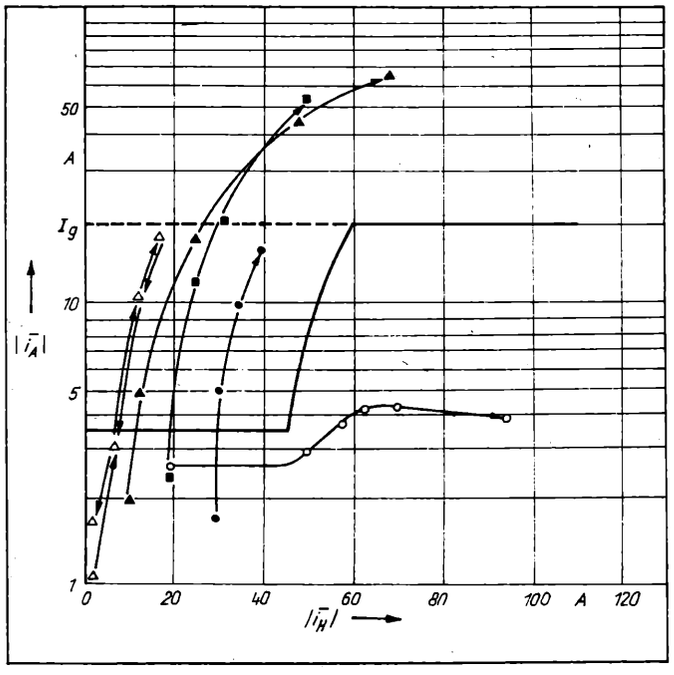


Bild 9. Testergebnisse Falschstromstabilisierung (Modelltransformator)
O äußerer 3poliger Kurzschluß; △ Einschaltvorgang; • Windungsschluß Mittelspannung; — innerer Kurzschluß einseitige Speisung; ▲ innerer Kurzschluß zweiseitige Speisung; — Falschstromstabilisierungskennlinie; I_g Grenzstrom

formator abgeschaltet. Bild 9 zeigt die Ergebnisse bezüglich der Falschstromstabilisierung für verschiedene Betriebs- und Fehlerfälle. Der Einfluß der Wandlersättigung bei stromstarken äußeren Fehlern ist deutlich erkennbar und führt nicht zur Auslösung. Bild 10 zeigt das Verhalten der Einschaltstromstabilisierung. Dieser Vorgang wird durch die Analyse des Differenzstroms auf den Gehalt an 2. Harmonischer sicher erkannt. Die erreichbaren Auslösezeiten bei stromschwächeren inneren Fehlern liegen auf Grund des gewählten Filteralgorithmus um 30 ms. Bei stromstarken inneren Fehlern werden durch die Wahl der Kennlinie und des Grenzwertes I_g wesentlich geringere Auslösezeiten um 8 bis 12 ms erreicht. Da im Kennlinienfeld A der Auslösekennlinie (Bild 4) die Einschaltstromstabilisierung nicht mehr abgefragt wird und eine unverzögerte Auslösung erfolgt, wird ein Blockieren des Schutzes bei stromstarken inneren Fehlern mit Wandlersättigung verhindert.

2. Zusammenfassung und Ausblick

Mit dem vorgestellten Algorithmus zum digitalen Stromdifferentialschutz für Transformatoren ist es möglich, einen qualitativ besseren Schutz als den bisher in der DDR eingesetzten zu gestalten. Wie die Testergebnisse zeigen, wird für einen vollständigen Transformatordifferentialschutz ein 16-bit-Mikrorechnersystem mit einer Prozessortaktfrequenz von mindestens 4 MHz benötigt. Die weiteren Forschungsarbeiten auf dem Gebiet des Kurzschlußschutzes von Transformatoren konzentrieren sich auf die Untersuchung der mathematischen Beschreibungsmöglichkeiten bezüglich ihrer Anwendung für die Erkennung innerer Fehler.

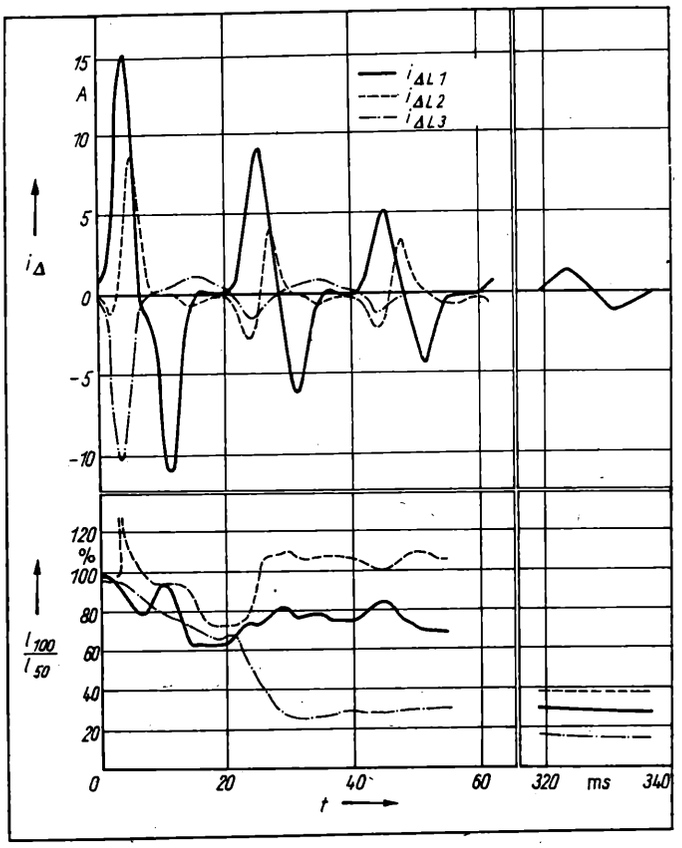


Bild 10. Verhalten der Filterung bei einem Einschaltvorgang

Literatur

[1] *Thorp, J. S.; Phadke, A. G.:* A microprocessor based, voltage — restrained three-phase transformer differential relay. IEEE Publication N. 82 CH 1752 — 5, S. 312–316

[2] *Wiszniewski, A.:* Digital differential protection of power transformers. Proceedings of the 9. Power System calculation conference 1987, S. 725–731

[3] *Phadke, A. G.; Thorp, J. S.:* A new computerbased flux — restrained current — differential relay for power transformer protection. IEEE Transactions on PAS. 102, (1983) 11, S. 3624–3629

[4] *Weßnigk, K. D.:* Ströme und Spannungen beim Schalten von Transformatoren. ELEKTRIE, Berlin 37 (1983) 2, S. 66–69

[5] *Schmidt, W.:* Vergleich der Größtwerte des Kurzschluß- und Einschaltstromes von Einphasentransformatoren. ETZ-A. 79 (1958) 21, S. 801–806

[6] *Herrmann, H.-J.; Rothe, K.; Schiel, L.:* Mikrorechnergestützter Schutz für Leitungen und Transformatoren. Wiss. Berichte IHZ (1987), S. 1–6

[7] *Rothe, K.; Herrmann, H.-J.:* Digitale Schutztechnik im Elektroenergiesystem — Verarbeitungsprinzipien und Grundstruktur. ELEKTRIE, Berlin 43 (1989) 9, S. 333–336

EA 6054

Fortsetzung von Seite 106

50-Hz-Spannungsquelle ist realisierbar, noch läßt der allgemein hohe Störpegel am Verlegungsort gegenwärtig eine Wiederholung dieser Prüfung zu. Es wird deshalb an zwei Komplexen gearbeitet:

1. Suche nach der Alternativspannungsquelle (Infrafrequenzspannungsformen, Stoßspannungsformen) und Anschluß der Meßergebnisse an die bei 50 Hz gewonnenen.
2. Maßnahmen zur Störabstandsverbesserung bei der TE-Messung.

Das führt in die Meßtechnik zur Prophylaxe an elektrischen Leitungen und Betriebsmitteln.

Literatur

[1] *Winkler, H.:* Die Praxis der modernen Kabel-Fehlerortung. Handbuch für Automatisierung. Leipzig: Institut für Energietechnik 1965

[2] *Winkler, H.:* Fehlerortungsgerät FOG 211. Meßelektronik-Mitteilungen (1969) 1, S. 12–14

[3] *Winkler, H.:* Leitungs- und Kabelfehlersuchgeräte. Meßelektronik-Mitteilungen (1969) 1, S. 14–18

[4] *Barth, R.; Pruggmayer, H.; Wolf, E.:* Praxis der modernen Suchtechnik. Elektropraktiker, Berlin 35 (1981) 9, S. 293–295

[5] *Barth, R.; Pruggmayer, H.; Wolf, E.:* Gerätesortiment der Suchtechn. Elektropraktiker, Berlin 35 (1981) 9, S. 332–335

[6] *Fischer, R. J.; Pusch, W.:* Fehlerortungsgeräte. Elektronik Report, Wien 8 (1983) 4, S. 45–46

[7] *Fischer, R. J.; Pusch, W.:* Mikrorechnergesteuertes Amplituden-Zeit-Sampling. radio-fernsehen-elektronik, Berlin 32 (1983) 7, S. 424–426

[8] Firmenschrift: Fehlerortung an elektrischen Leitungen. VEB Robotron-Meßelektronik „Otto Schön" Dresden

EA 6110

Documentation

Muschick, E.
Are Electronic Power Meters Adapted to Domestic Consumers?
ELEKTRIE, Berlin 44 (1990) 3, pp. 84–85, 2 Figs.
This contribution studies the question of being adapted electronic meters for power to domestic consumers.

Schulz, V.; Muschick, E.
Development and Tendencies of Power Meter Industries
ELEKTRIE, Berlin 44 (1990) 3, pp. 85–87, 22 Refs.
This contribution deals with the historical development of the electric power consumption meters, starting with Edison's zinc voltameter up to the today's development directions in the field of electronic power meters.

Bittner, H.
Modern Electronic Power Measuring Methods
ELEKTRIE, Berlin 44 (1990) 3, pp. 87–91, 11 Figs., 31 Equations, 11 Refs.
Electronic power measuring methods are represented, working on principle of time discreting, the faults, conditioned by the methods, and the connections, existing between the methods, are determined and the method, best adapted to power supply, is selected.

Schulz, V.; Pilz, E.
Modular Concept of an Electronic Power Meter (EEZ)
ELEKTRIE, Berlin 44 (1990) 3, pp. 91–95, 9 Figs., 1 Table, 12 Equations, 12 Refs.
The conceptional electronic solution of realizing a modular efficiency and power measuring system for domestic and industrial consumers is represented, which allows in addition to the directional metering of active energy both the measurements of reactive and apparent powers and the determination of the power factor, and with it that measuring system is the prerequisite of developing a comprehensive assortment of types of electronic power meters for both three-phase and alternating currents.

Pilz, E.
Current Inverter Concepts of Electronic Power Meters
ELEKTRIE, Berlin 44 (1990) 3, pp. 95–97, 1 Fig., 1 Table, 5 Equations, 4 Refs.
Realizing electronic power meters makes necessary adapting the currents and voltages, existing in the corresponding field of use, to signals, which have to be processed by the electronics. In this paper a survey of possibilities of current inverting, occuring faults, advantages and disadvantages, and application possibilities of the most usual multiplication methods in electronic power meters is given.

Windisch, M.
Application of piezoelectric Couplers in Low-Power Supply Units
ELEKTRIE, Berlin 44 (1990) 3, pp. 98–100, 8 Figs., 2 Tables, 4 Equations, 5 Refs.
Additional to fundamentals of piezoelectric power transmission problems of circuiting piezoelectric couplers in piezoelectric supply units are discussed, circuiting a piezoelectric supply unit is illustrated, and application criteria are indicated.

Haim, K.-D.; Scheibler, J.
Automatic Fault-Location and Simplificating Switching Plants in Medium-Voltage Cable Networks
ELEKTRIE, Berlin 44 (1990) 3, pp. 101–102, 7 Figs., 4 Refs.
This paper illustrates, that the disadvantage of an increased fault seeking time, caused by using simplified transformer stations, may be compensated through a fault indicating system with automatically signaling. The system is described with regard to structure and operation mode.

Pusch, W.
Fault-Location Techniques for Cables and Lines – Development and Actual State in the GDR
ELEKTRIE, Berlin 44 (1990) 3, pp. 103–106, 4 Figs., 1 Table, 8 Refs.
This contribution provides for a survey of the development and the state of the modern fault-location techniques for cables and lines. In the centre is the measuring device as system solution, installed in the fault-location vehicle. Problems of fault-locating and tendencies of a possible further development are indicated.

Herrmann, H.-J.
Digital Protective Techniques in Electric Energy Systems – Algorithms of the Graded Protection
ELEKTRIE, Berlin 44 (1990) 3, pp. 106–110, 5 Figs., 1 Table, 16 Equations, 12 Refs.
To the protection criteria current, voltage, impedance, and phase angle different algorithmic realizations are represented, and evaluating its measuring-technical properties is done. The thinkings, followed to that, point out, that different solutions are possible, related to specific uses.

Herrmann, H.-J.; Rönnecke, R.
Digital Overcurrent Time and Distance Protection
ELEKTRIE, Berlin 44 (1990) 3, pp. 110–114, 10 Figs., 1 Table, 5 Equations, 8 Refs.
This contribution describes concrete device solutions of a multi-step overcurrent time protection with and without directional decision as well as distance protection in different extension steps. Hardware structures, related to specific functions, are represented and the implemented software modules are given. The real time testing was done under laboratory conditions.

Schiel, L.
Digital Comparison Protection for Transformers
ELEKTRIE, Berlin 44 (1990) 3, pp. 115–118, 10 Figs., 11 Equations, 7 Refs.
Starting from the international state and an analysis of the requirements to a transformer comparision protection an algorithm of a current differential protection is represented, adapted to implementing in a microcomputer. The tasks and requirements of its function blocks are discussed. Test results with data of a model transformer of three windings are given.

Документация

Мушик, Э.
Пригодны ли электронные счетчики расхода энергии для домашних хозяйств?
ELEKTRIE, Берлин 44 (1990) 3, стр. 84–85, 2 рис.
В работе рассматривается вопрос о пригодности электронных счетчиков расхода энергии в условиях домашних хозяйств.

Шульц, В.; Мушик, Э.
Развитие и тенденции в деле счетчиков
ELEKTRIE, Берлин 44 (1990) 3, стр. 85–87, 22 лит.
В работе рассматривается историческое развитие электрических измерителей энергопотребления начиная от цинкового вольтаметра Эдисона вплоть до сегодняшних направлений развития в области электронных счетчиков расхода энергии.

Биттнер, Х.
Современные электронные способы измерения энергии
ELEKTRIE, Берлин 44 (1990) 3, стр. 87–91, 11 рис., 31 уравн., 11 лит.
Дается описание электронных способов измерения энергии, базирующих на принципе временной дискретизации, определяются их зависящие от способа погрешности и существующие между способами взаимоотношения, выбирается наиболее подходящий для энергоснабжения способ.

Шульц, В.; Пильц, Э.
Модульная концепция построения электронного счетчика расхода энергии
ELEKTRIE, Берлин 44 (1990) 3, стр. 91–95, 9 рис., 1 табл., 12 уравн., 12 лит.
Представляется концепциональное электронное решение по реализации модульной системы измерения мощности и энергии для домашних хозяйств и крупных потребителей, которое помимо зависящего от направления счета активной энергии позволяет и проведение измерений реактивной и полной мощности, а также определение коэффициента мощности и, тем самым, представляющее собой предпосылку для разработки широкого типового ассортимента электронных счетчиков расхода энергии для трехфазного и переменного тока.

Пильц, Э.
Концепции для преобразователей тока для электронных счетиков расхода энергии
ELEKTRIE, Берлин 44 (1990) 3, стр. 95–97, 1 рис., 1 табл., 5 уравн., 4 лит.
Реализация электронных счетчиков расхода энергии требует согласования имеющихся в конкретных условиях применения токов о напряжений с сигналами, обрабатываемые электроникой. Дается обзор о существующих возможностях преобразования тока, возникающих ошибках, преимуществах недостатках и возможностях применения, в частности для наиболее принятых в электронных счетчиках расхода энергии множительных способов.

Виндиш, М.
Применение пьезоэлектрических преобразователей в маломощных блоках питания от сети
ELEKTRIE, Берлин 44 (1990) 3, стр. 98–100, 8 рис., 2 табл., 4 уравн., 5 лит.
Помимо основ пьезоэлектрической передачи энергии рассматриваются проблемы включения пьезоэлектрических преобразователей в пьезоэлектрических блоках питания от сети. Поясняется схема пьезоэлектрического блока питания от сети, приводятся критерии применения его.

Хайм, К.-Д.; Шайблер, Й.
Автоматическая локализация места повреждения и упрощение распределительных устройств в кабельных сетях среднего напряжения
ELEKTRIE, Берлин 44 (1990) 3, стр. 101–102, 7 рис., 4 лит.
В работе поясняется возможность компенсации недостатка повышенной продолжительности отыскания повреждения вследствие применения упрощенных трансформаторных станций за счет системы индикации повреждений с автоматическим извещением. Дается описание построения и принципа работы данной системы.

Пуш, В.
Техника локализации места повреждения для кабелей и проводов – развитие и сегодняшнее состояние ее в ГДР
ELEKTRIE, Берлин 44 (1990) 3, стр. 103–106, 4 рис., 1 табл., 8 лит.
В работе дается обзор о развитии и сегодняшнем состоянии современной техники локализации места повреждения для кабелей и проводов. В центре внимания – встроенный в автомашину измерительный комплект для локализации места повреждения в качестве системного решения. Обращается внимание на проблемы локализации места повреждения и на тенденции возможного усовершенствования ее.

Херрманн, Х.-Й.
Цифровая защитная техника в электроэнергетических системах – алгоритмы для координированной ступенчатой защиты
ELEKTRIE, Берлин 44 (1990) 3, стр. 106–110, 5 рис., 1 табл., 16 уравн., 12 лит.
Для критериев защиты, как ток, напряжение, импеданс и фазовый угол, приводятся различные представления алгоритмов, оцениваются их свойства с точки зрения проведения измерений. Последующие за этим соображения по выбору алгоритмов показывают, что в зависимости от конкретного применения представляются возможными различные решения.

Херрманн, Х.-Й.; Реннекке, Р.
Цифровая максимальная защита тока с выдержкой времени и дистанционная защита
ELEKTRIE, Берлин 44 (1990) 3, стр. 110–114, 10 рис., 1 табл., 5 уравн., 8 лит.
В работе дается описание конкретных аппаратных решений для многоступенчатой максимальной зашиты тока с выдержкой времени, действующей в зависимости от направления, и дистанционной, в различных ступенях их комплектации.
Представляются ориентированные на функцию аппаратные структуры и приводятся реализованные в них модули программного обеспечения. Проверка в реальном времени проведено в лабораторных условиях.

Шил, Л.
Цифровая дифференциальная защита для трансформаторов
ELEKTRIE, Берлин 44 (1990) 3, стр. 115–118, 10 рис., 11 уравн., 7 лит.
Исходя из международного состояния и анализа требований, предъявляемых к дифференциальной защите для трансформаторов представляется алгоритм токовой дифференциальной защиты, пригодный для реализации на микро ЭВМ. Обсуждаются задачи и требования его функциональных блоков.
Приводятся результаты исследования модели трехобмоточного трансформатора.

Muschick, E.
Eignen sich elektronische Energiezähler für Haushalte?
ELEKTRIE, Berlin 44 (1990) 3, S. 84–85, 2 Bilder
Der Beitrag geht der Frage nach, ob sich elektronische Energiezähler als Haushaltzähler eignen.

Schulz, V.; Muschick, E.
Entwicklung und Tendenzen im Zählerwesen
ELEKTRIE, Berlin 44 (1990) 3, S. 85–87, 22 Lit.
Der Beitrag befaßt sich mit der historischen Entwicklung der elektrischen Energieverbrauchsmesser vom Zinkvoltmeter Edison's bis zu heutigen Entwicklungsrichtungen auf dem Gebiet der elektronischen Energiezähler.

Bittner, H.
Moderne elektronische Energiemeßverfahren
ELEKTRIE, Berlin 44 (1990) 3, S. 87–91, 11 Bilder, 31 Gln., 11 Lit.
Es werden elektronische Energiemeßverfahren, die auf dem Prinzip der Zeitdiskretisierung arbeiten, dargestellt, deren verfahrensbedingte Fehler und die zwischen den Verfahren bestehenden Zusammenhänge ermittelt und das für die Energieversorgung geeignetste Verfahren ausgewählt.

Schulz, V.; Pilz, E.
Modulares Konzept eines elektronischen Energiezählers (EEZ)
ELEKTRIE, Berlin 44 (1990) 3, S. 91–95, 9 Bilder, 1 Tafel, 12 Gln., 12 Lit.
Es wird die konzeptionelle elektronische Lösung zur Realisierung eines modularen Leistungs- und Energiemeßsystems für Haushalt- und Großabnehmer vorgestellt, das neben der richtungsabhängigen Wirkenergiezählung sowohl Blind- und Scheinleistungsmessungen aber auch die Bestimmung des Leistungsfaktors gestattet und somit die Voraussetzung für die Entwicklung eines breiten Typensortiments elektronischer Energiezähler für Dreh- und Wechselstrom ist.

Pilz, E.
Stromwandlerkonzepte für elektronische Energiezähler
ELEKTRIE, Berlin 44 (1990) 3, S. 95–97, 1 Bild, 1 Tafel, 5 Gln., 4 Lit.
Die Realisierung elektronischer Energiezähler erfordert eine Anpassung der im jeweiligen Anwendungsfall gegebenen Ströme und Spannungen auf von der Elektronik zu verarbeitende Signale.
Nachstehend wird ein Überblick über Möglichkeiten der Stromwandlung, auftretende Fehler, Vor- und Nachteile und Einsatzmöglichkeiten speziell für die gebräuchlichsten Multiplikationsverfahren in elektronischen Energiezählern gegeben.

Windisch, M.
Einsatz von Piezokopplern in Kleinleistungsnetzteilen
ELEKTRIE, Berlin 44 (1990) 3, S. 98–100, 8 Bilder, 2 Tafeln, 4 Gln., 5 Lit.
Neben Grundlagen zur piezoelektrischen Energieübertragung werden Probleme der Beschaltung von Piezokopplern in piezoelektrischen Netzteilen besprochen sowie die Schaltung eines piezoelektrischen Netzteils erläutert und Einsatzkriterien genannt.

Haim, K.-D.; Scheibler, J.
Automatische Fehlerortung und Schaltanlagenvereinfachung in Mittelspannungs-Kabelnetzen
ELEKTRIE, Berlin 44 (1990) 3, S. 101–102, 7 Bilder, 4 Lit.
Der Beitrag erläutert, daß der Nachteil einer erhöhten Fehlersuchzeit infolge des Einsatzes vereinfachter Transformatorstationen durch ein Fehlerindikatorsystem mit automatischer Meldung kompensiert werden kann. Das System wird im Aufbau und der Funktionsweise beschrieben.

Pusch, W.
Fehlerortungstechnik für Kabel und Leitungen – Entwicklung und gegenwärtiger Stand in der DDR
ELEKTRIE, Berlin 44 (1990) 3, S. 103–106, 4 Bilder, 1 Tafel, 8 Lit.
Der Beitrag gibt eine Übersicht über die Entwicklung und den Stand der modernen Fehlerortungstechnik für Kabel und Leitungen. Im Mittelpunkt steht der im Fehlerortungsfahrzeug installierte Meßplatz als Systemlösung. Probleme der Fehlerortung und Tendenzen einer möglichen Weiterentwicklung werden aufgezeigt.

Herrmann, H.-J.
Digitale Schutztechnik in Elektroenergiesystemen – Algorithmen für den Staffelschutz
ELEKTRIE, Berlin 44 (1990) 3, S. 106–110, 5 Bilder, 1 Tafel, 16 Gln., 12 Lit.
Für die Schutzkriterien Strom, Spannung, Impedanz und Phasenwinkel werden unterschiedliche algorithmische Umsetzungen vorgestellt und eine Bewertung ihrer meßtechnischen Eigenschaften vorgenommen. Die daran angeschlossenen Überlegungen zur Algorithmenauswahl zeigen, daß anwendungsbezogen unterschiedliche Lösungen möglich sind.

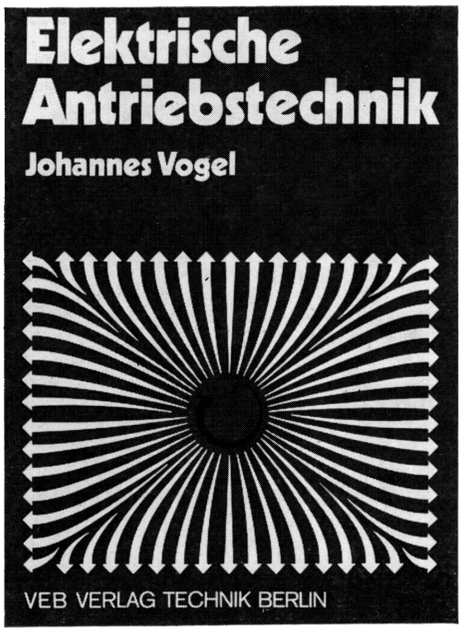
Herrmann, H.-J.; Rönnecke, R.
Digitaler Überstromzeit- und Distanzschutz
ELEKTRIE, Berlin 44 (1990) 3, S. 110–114, 10 Bilder, 1 Tafel, 5 Gln., 8 Lit.
Der Beitrag beschreibt konkrete Gerätelösungen für einen mehrstufigen Überstromzeitschutz mit und ohne Richtungsentscheid sowie Distanzschutz in unterschiedlichen Ausbaustufen.
Es werden funktionsbezogene Hardwarestrukturen vorgestellt und die implementierten Softwaremodule angegeben. Die Echtzeiterprobung erfolgte unter laborativen Bedingungen.

Schiel, L.
Digitaler Vergleichsschutz für Transformatoren
ELEKTRIE, Berlin 44 (1990) 3, S. 115–118, 10 Bilder, 11 Gln., 7 Lit.
Ausgehend vom internationalen Stand und einer Analyse der Anforderungen an einen Transformatorvergleichsschutz wird ein Algorithmus für einen Stromdifferentialschutz, der für eine Implementierung in einem Mikrorechner geeignet ist, vorgestellt. Es werden die Aufgaben und Anforderungen seiner Funktionsblöcke diskutiert.
Testergebnisse mit Daten eines Dreiwicklungsmodelltransformators werden angegeben.

ELEKTRIE

Herausgeber	Kammer der Technik, Fachverband Elektrotechnik
Verlag	VEB Verlag Technik DDR-1020 Berlin, Oranienburger Str. 13/14 Telegrammadresse: Technikverlag Berlin Telefon: 28700; Telex: 0112228 techn. dd
Verlagsdirektor	Dipl.-Ing. *Klaus Hieronimus*
Redaktion	Dr.-Ing. *Klaus Heide*, Verantwortlicher Redakteur (Telefon: 2870345)
Lizenz-Nr.	1100 des Presse- und Informationsdienstes der Regierung der DDR
Gesamtherstellung	III/18-328 Messedruck Leipzig, BT Borsdorf Borsdorf 7122
Gestaltung	*Ursula Maria Lange*
Anzeigenannahme	Für Bevölkerungsanzeigen alle Anzeigenannahmenstellen in der DDR, für DDR-Wirtschaftsanzeigen (Anzeigenpreisliste Nr. 8) sowie für Auslandsanzeigen (Mediadaten auf Aufforderung) VEB Verlag Technik, Oranienburger Str. 13/14, PSF 201, Berlin, 1020.
Erfüllungsort und Gerichtsstand	Berlin-Mitte. Der Verlag behält sich alle Rechte an den von ihm veröffentlichten Aufsätzen und Abbildungen, auch das der Übersetzung in fremde Sprachen, vor. Auszüge, Referate und Besprechungen sind nur mit voller Quellenangabe zulässig.
AN (EDV)	6730
Erscheinungsweise	monatlich 1 Heft
Heftpreis	2,50 M, Abonnementpreis vierteljährlich 7,50 M. Auslandspreise sind den Zeitschriftenkatalogen des Außenhandelsbetriebes BUCHEXPORT zu entnehmen.
Bezugsmöglichkeiten DDR	sämtliche Postämter
SVR Albanien	Direktorije Quendrore e Perhapjes dhe Propaganditit te Librit Rruga Konference e Pezes, Tirana
VR Bulgarien	Direkzia R. E. P., 11a, Rue Paris, Sofia
VR China	China National Publications Import and Export Corporation, West Europe Department, P. O. Box 88 Beijing
ČSSR	PNS – Ústřédni expedicia a dovoz tisku Praha, Slezská 11, 120000 Praha 2 PNS, Ústredna Expedicia a Dovoz Tlače Praha, Posta 022, 88547 Bratislava
SFR Jugoslawien	Jugoslovenska Knjiga, Terazije 27, Beograd; Izdavačko Knjižarsko Produzéće MLADOST, Ilica 30, Zagreb
Koreanische DVR	CHULPANMUL Korea Publications Export & Import Corporation, Pyongyang
Republik Kuba	Empresa de Comercio, Exterior de Publicationes, O'Reilly No. 407, Cuidad Habana
Republik Polen	C.K.P.i.W. Ruch, Towarowa 28, 00-958 Warszawa
Rumänien	D.E.P. Bucaresti Piata Scinteii, Bucaresti
UdSSR	Städtische Abteilungen von Sojuzpečat' oder Postämter und Postkontore
Republik Ungarn	P.K.H.I., Külföldi Elöfizetési Osztály, P.O. Box 16, 1426 Budapest
SR Vietnam	XUNHASABA 32, Hai Ba Trung, Ha Noi
BRD und Berlin (West)	ESKABE Kommissions-Grossobuchhandlung, Postfach 36, 8222 Ruhpolding/Obb.; Helios Literatur-Vertriebs-GmbH, Eichborndamm 141–167, Berlin (West) 52; Kunst und Wissen Erich Bieber OHG, Postfach 46, 7000 Stuttgart 1; Gebrüder Petermann, BUCH+ZEITUNG INTERNATIONAL, Kurfürstenstraße 111, Berlin (West) 30
Österreich	Helios Literatur-Vertriebs-GmbH & Co. KG, Industriestraße B 13, Brunn am Gebirge
Schweiz	Verlagsauslieferung Wissenschaft der Freihofer AG, Weinbergstr. 109, 8033 Zürich
Alle anderen Länder	örtlicher Fachbuchhandel; BUCHEXPORT Volkseigener Außenhandelsbetrieb der Deutschen Demokratischen Republik, DDR-7010 Leipzig, Postfach 160; und Leipzig Book Service, Talstraße 29, Leipzig, DDR-7010

Lieferbar in vierter, stark bearbeiteter Auflage!



Elektrische Antriebstechnik

Von Prof. Dr. sc. techn. Johannes Vogel u. a.
416 Seiten, 303 Bilder, 28 Tafeln,
Leinen, 25,50 M; 40,– DM.
Bestellangaben: 553 8904/Vogel,
El. Antriebstechnik

Das Lehrbuch vermittelt Kenntnisse über die Wirkungsweise und das Verhalten elektrischer Antriebe für eine technisch-ökonomisch begründete Auswahl und Dimensionierung. Die einzelnen Abschnitte sind gegliedert in der Reihenfolge Anforderungen aus dem technologischen Prozeß — Bestimmung der Schaltungsstruktur — Auswahl und Dimensionierung der Bauglieder des Leistungs- und Informationsteils. In allen Abschnitten wurden Aktualisierungen entsprechend dem neuesten Stand der Technik vorgenommen, z. B. die leistungselektronischen Stellglieder und die digitale Antriebsregelung betreffend.

AUS DEM INHALT:

Analyse der Stell- und Bewegungsvorgänge Größen des Bewegungsablaufs · Kräfte und Drehmomente · Mechanische Antriebsleistung · Leistungsbedarf ausgewählter Arbeitsmaschinen · Im Antriebssystem gespeicherte kinetische Energie · Elastizitäten und Getriebespiele im Zweimassensystem · Prozeßanalytische Aufbereitung der Antriebsvorgänge

Kennlinienfelder und Stellmöglichkeiten elektrischer Antriebsmaschinen Energiebilanz im Antriebssystem · Gleichstrom-Nebenschlußmaschine (GNM) · Gleichstrom-Reihenschlußmaschine (GRM) · Asynchronmaschine mit Schleifringläufer (AMSL) · Asynchronmaschine mit Kurzschlußläufer (AMKL) · Synchronmaschine mit Schenkelpolläufer (SM) · Einphasen- und Drehstrom-Kommutatormaschinen · Elektromagnetische Kupplungen · Bemerkungen zur Auswahl elektrischer Antriebsmaschinen

Typenleistung und Schutzeinrichtungen elektrischer Maschinen Allgemeine Konstruktionsmerkmale und Maschinendaten · Einflußfaktoren auf die Lebensdauer und Umwelt · Verlustleistungen · Thermische Vorgänge und Betriebsarten · Typenleistungsbestimmung nach dem Einkörpermodell und nach dem Zweikomponentenmodell · Anlasser und Steller · Motorschalter und Motorschutz

Leistungselektronische Stellglieder für elektrische Antriebe Übersicht und Einteilung der Stellglieder · Leistungselektronische Stellglieder für Gleichstromantriebe und für Drehstromantriebe · Netzrückwirkungen von Stromrichtern

Stromrichtergespeiste Gleich- und Drehstromantriebe Stationäres und dynamisches Verhalten stromrichtergespeister Gleichstrom- und Drehstromantriebe · Regelung spezieller Größen des Bewegungsablaufes · Bauglieder zur Informationserfassung und -verarbeitung

Elektrische Kleinantriebe Gleichstrom-Kleinantriebe · Wechselstrom-Reihenschlußantriebe (Universalmotoren) · Asynchrone und synchrone Wechselstrom-Kleinantriebe · Elektronikmotoren · Schrittantriebe

Anhang SI-Einheiten und Umrechnungsbeziehungen · Bestimmung der Anlaufkennlinie und der Anlaufzeit · Bestimmung und Auswertung der Stromortskurve für AMSL · Drehmomentenbeziehungen von Drehstrommaschinen in Raumzeigerdarstellung · Bestimmung von Erwärmungsgrößen elektrischer Maschinen · Kennwerte von Halbleiterbauelementen für Stromrichterstellglieder · Eigenschaften und Kenndaten netzgeführter Stromrichterschaltungen · Laplace-Transformationen · Frequenzgänge zur Beurteilung des Regelkreisverhaltens · Lineare Reglerschaltungen · Nichtlineare Reglerschaltungen und Funktionsgeber · Standards.

Im Fachbuchhandel erhältlich

VEB VERLAG TECHNIK BERLIN

ISSN 0013—5399
ELEKTRIE · Berlin 44 (1990) 3 · S. 81—120

6730 3 177 027 465
KOMB. KERAM. WERKE
8612 7001 0136 PF 1

Neuerscheinung · Kürzlich ausgeliefert

Experimentelle Prozeßanalyse

Die mathematische Abbildung des Verhaltens von Signalen und Systemen in Modellen ist eine der wesentlichsten Strategien zum Erkennen von Wirkungsmechanismen und zur rechnergestützten Lösung von Entwurfs-, Diagnose-, Überwachungs-, Steuerungs-, Vorhersage- und Planungsaufgaben in technischen und nichttechnischen Prozessen. Zur Bildung von Modellen haben die Methoden der experimentellen Prozeßanalyse, die auf gemessenen Daten aufbauen, eine sehr breite Anwendung gefunden.

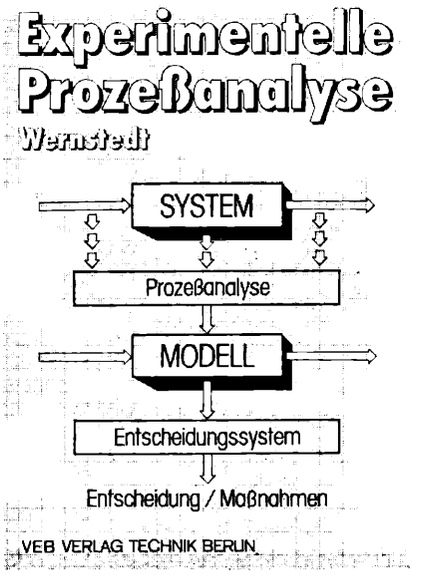
Auf der Basis einer einheitlichen Darstellung von Modellen und Verfahren werden Grundlagen zur Beschreibung des statischen und dynamischen Verhaltens von Signalen in Signalmodellen sowie ausgewählte Verfahren zur Signalaufbereitung vorgestellt.

Wesentliche Schätzverfahren zur Bildung von Systemmodellen werden bei der Beschreibung des statischen Eingangs-/Ausgangsverhaltens untersucht und allgemeingültige Aussagen abgeleitet. Weiterhin werden Probleme der Echtzeitmodellbildung und der optimalen Versuchsplanung behandelt.

Zur Bestimmung des dynamischen Verhaltens in ungestörten Systemen werden einfache robuste Verfahren im Zeit- und Frequenzbereich sowie die Zustandsermittlung mittels Beobachter dargelegt. Für gestörte Systeme wird auf die Ermittlung von Modellen in Form von Volterra-Reihen- und von Differenzengleichungen eingegangen. Für Zustandsmodelle werden spezielle Filterverfahren (Kalman-Bucy-Filter) hergeleitet. Ausgewählte Probleme der Anwendung von Schätzverfahren zur Bildung dynamischer Systemmodelle (Entwurf optimaler Testsignalfolgen, Schätzung in geschlossenen Ketten, Strukturprüfungsverfahren, Wahl der Tastperiode) ergänzen die grundsätzlichen Betrachtungen.

Der dargelegte Stoff ist in jedem Abschnitt durch Übungsaufgaben und Demonstrationsbeispiele ergänzt und illustriert.

Sowohl Absolventen als auch Studenten der Ingenieurwissenschaften, aber auch Naturwissenschaftlern, Medizinern, Landwirten und Ökonomen werden in diesem Buch die Grundlagen vermittelt, die zur rechnergestützten Ermittlung von Signal- und Systemmodellen aus gemessenen Daten erforderlich sind.



Von Prof. Dr. sc. techn. Jürgen Wernstedt
392 Seiten, 242 Bilder, 139 Tafeln, Leinen, 40,—M; 50,—DM.
Bestellangaben: 554 069 2/Wernstedt, Prozeßanalyse

Im Fachbuchhandel erhältlich

Übersicht der Hauptabschnitte

Einführung · Beschreibung des Amplitudenverhaltens von Signalen · Beschreibung des dynamischen Verhaltens von Signalen · Bestimmung des dynamischen Verhaltens ungestörter Systeme · Bestimmung des statischen Verhaltens von gestörten Systemen · Bestimmung des dynamischen Verhaltens gestörter Systeme · Lösung der Übungsaufgaben.

VEB VERLAG TECHNIK BERLIN